

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **2001186104 A**

(43) Date of publication of application: 06.07.01

(51) Int. Cl.

**H04J 11/00**  
**H04B 7/26**

(21) Application number: 11369615

(22) Date of filing: 27.12.99

(71) Applicant: **VICTOR CO OF JAPAN LTD**

(72) Inventor: **KANEKO KEIICHI**  
**TAKAOKA KATSUMI**

(54) **ORTHOGONAL MULTICARRIER SIGNAL  
TRANSMITTER, TRANSMISSION METHOD FOR  
ORTHOGONAL MULTICARRIER SIGNAL**

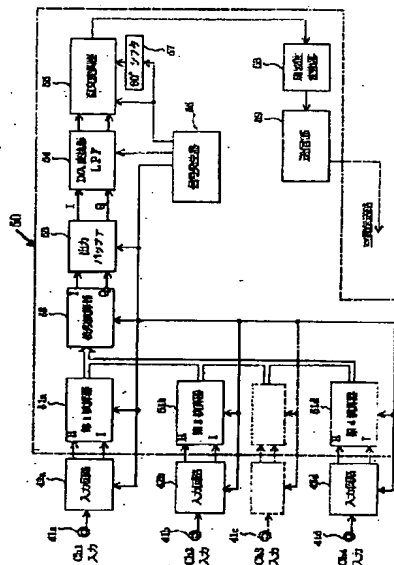
orthogonal multicarrier signals can be generated in the arithmetic method adopting a smaller circuit scale.

(57) Abstract:

COPYRIGHT: (C)2001,JPO

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To realize an inverse discrete Fourier arithmetic method using a small circuit scale by reducing an arithmetic quantity for inverse discrete Fourier transforms, having a large number of points to generate an intermittent type orthogonal multicarrier signal.

**SOLUTION:** In the case of generating intermittent type orthogonal multicarrier signals, where information is transmitted with 16 carriers in total at an interval of 4 carriers, 16-point IDFT transform is conducted, the result is utilized for 64-point IDFT transform, and the 64-point IDFT transform is calculated by 5th and 6th stages that are the latter half of a 64-point IDFT arithmetic unit. Thus, the IDFT transform is conducted with less number of points than that of a conventional method in the first half, that is, from the 1st to the 4th stages and the desired intermittent type



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-186104

(P2001-186104A)

(43) 公開日 平成13年7月6日 (2001.7.6)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テーマコード* (参考)
H 0 4 J 11/00		H 0 4 J 11/00	Z 5 K 0 2 2
H 0 4 B 7/26		H 0 4 B 7/26	P 5 K 0 6 7

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 27 頁)

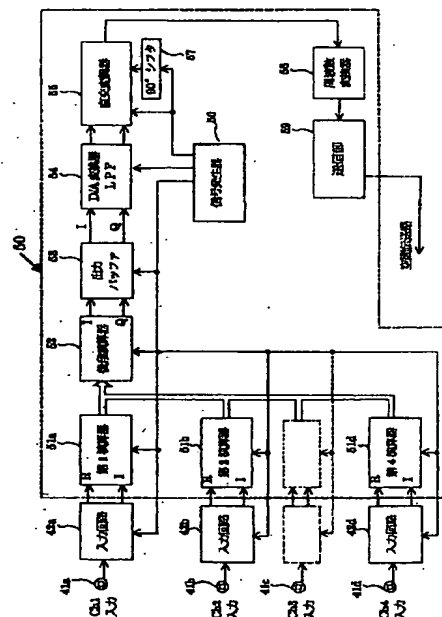
(21) 出願番号	特願平11-369615	(71) 出願人	000004329 日本ビクター株式会社 神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地
(22) 出願日	平成11年12月27日 (1999. 12. 27)	(72) 発明者	金子 敬一 神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地 日本ビクター株式会社内
		(72) 発明者	高岡 勝美 神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地 日本ビクター株式会社内
		Fターム(参考)	5K022 DD01 DD13 DD19 DD23 DD33 5K067 AA42 CC01 GG01 GG11 HH21

(54) 【発明の名称】 直交マルチキャリア信号伝送装置、直交マルチキャリア信号の伝送方法

## (57) 【要約】

【課題】 間欠型の直交マルチキャリア信号を生成するためにポイント数の大きな逆離散フーリエ変換が必要となるが、その演算量を削減し、回路規模の小さな逆離散フーリエ演算方法を実現する。

【解決手段】 4本おきに、全部で16本の搬送波で情報を伝送する間欠型の直交マルチキャリア信号を生成する場合は、16ポイントIDFT変換を行い、その結果を利用し、64ポイントIDFT演算器の後半部である第5、6ステージにより演算を行う。これにより前半部の第1から第4ステージまでは従来より少ないポイント数のIDFT変換が利用でき、より小規模な演算方法で、所望の間欠型の直交マルチキャリア信号を生成できる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 伝送すべきデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送送路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記デジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ送信側において直交マルチキャリア信号を生成する直交マルチキャリア信号伝送装置であって、

前記逆離散フーリエ変換の前半ステージを受け持ち、かつ伝送すべき前記デジタル情報信号が供給され、2より大きな整数値Mに対するMポイントの逆離散フーリエ変換を行う第1の逆離散フーリエ変換手段と、

前記逆離散フーリエ変換の後半ステージを受け持ち、かつ前記第1の逆離散フーリエ変換手段から出力する信号を、Mの2倍より大きな整数値Nに対するNポイントの逆フーリエ変換を行って前記直交マルチキャリア信号を出力する第2の逆離散フーリエ変換手段と、

前記第2の逆離散フーリエ変換手段から出力する前記直交マルチキャリア信号を前記伝送路に供給するために、前記直交マルチキャリア信号を高周波信号に変換する高周波信号生成手段とを具備することを特徴とする直交マルチキャリア信号伝送装置。

【請求項 2】 伝送すべき複数チャンネルのデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送送路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記複数チャンネルのデジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ送信側において直交マルチキャリア信号を生成する直交マルチキャリア信号伝送装置であって、

前記逆離散フーリエ変換の前半ステージを受け持ち、かつ前記伝送すべき複数チャンネルのデジタル信号が供給され、2より大きな整数値Mに対するMポイントの逆離散フーリエ変換を行う複数の第1の逆離散フーリエ変換手段と、

前記逆離散フーリエ変換の後半ステージを受け持ち、かつ前記複数の第1の逆離散フーリエ変換手段から出力するそれぞれの信号を、Mの2倍より大きな整数値Nに対するNポイントの逆フーリエ変換を行って前記直交マルチキャリア信号を出力する第2の逆離散フーリエ変換手段と、

前記第2の逆離散フーリエ変換手段から出力する前記直交マルチキャリア信号を前記伝送路に供給するために、前記直交マルチキャリア信号を高周波信号に変換する高周波信号生成手段とを具備することを特徴とする直交マ

ルチキャリア信号伝送装置。

【請求項 3】 伝送すべきデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送送路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記デジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ送信側において直交マルチキャリア信号を生成する直交マルチキャリア信号伝送装置であって、

前記逆離散フーリエ変換の前半ステージを受け持ち、かつ伝送すべき前記デジタル信号が供給され、2より大きな整数値Mに対するMポイントの逆離散フーリエ変換を、所望の伝送チャンネルに応じた回転因子によって行う第1の逆離散フーリエ変換手段と、

前記逆離散フーリエ変換の後半ステージを受け持ち、かつ前記第1の逆離散フーリエ変換手段から出力する信号を、Mの2倍より大きな整数値Nに対するNポイントの逆フーリエ変換を行って前記直交マルチキャリア信号を出力する第2の逆離散フーリエ変換手段と、

前記第2の逆離散フーリエ変換手段から出力する前記直交マルチキャリア信号を前記伝送路に供給するために、前記直交マルチキャリア信号を高周波信号に変換する高周波信号生成手段とを具備することを特徴とする直交マルチキャリア信号伝送装置。

【請求項 4】 伝送すべきデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送送路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記デジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ送信側において直交マルチキャリア信号を生成する直交マルチキャリア信号伝送装置であって、

前記逆離散フーリエ変換の前半ステージを受け持ち、かつ伝送すべき前記デジタル信号が供給され、2より大きな整数値Mに対するMポイントの逆離散フーリエ変換を行う第1の逆離散フーリエ変換手段と、

前記逆離散フーリエ変換の後半ステージを受け持ち、かつ前記第1の逆離散フーリエ変換手段から出力する信号を、Mの2倍より大きな整数値Nに対するNポイントの逆フーリエ変換の、所望の伝送チャンネルに応じた入力端子に供給して演算を行って前記直交マルチキャリア信号を出力する第2の逆離散フーリエ変換手段と、

前記第2の逆離散フーリエ変換手段から出力する前記直交マルチキャリア信号を前記伝送路に供給するために、前記直交マルチキャリア信号を高周波信号に変換する高周波信号生成手段とを具備することを特徴とする直交マ

ルチキャリア信号伝送装置。

【請求項5】伝送すべきデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送信路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記デジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ送信側において直交マルチキャリア信号を生成する直交マルチキャリア信号伝送方法であって、  
前記逆離散フーリエ変換の前半ステージを受け持ち、かつ伝送すべき前記デジタル情報信号が供給され、2より大きな整数値Mに対するMポイントの逆離散フーリエ変換を行う第1の逆離散フーリエ演算ステップと、  
前記逆離散フーリエ変換の後半ステージを受け持ち、かつ前記第1の逆離散フーリエ演算ステップから出力する信号を、Mの2倍より大きな整数値Nに対するNポイントの逆フーリエ変換を行って前記直交マルチキャリア信号を出力する第2の逆離散フーリエ変換ステップと、  
前記第2の逆離散フーリエ変換ステップから出力する前記直交マルチキャリア信号を前記伝送路に供給するために、前記直交マルチキャリア信号を高周波信号に変換する高周波信号生成ステップとを有することを特徴とする直交マルチキャリア信号伝送方法。

【請求項6】伝送すべきデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送信路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記デジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ送信側において直交マルチキャリア信号を生成する直交マルチキャリア信号伝送方法であって、  
前記逆離散フーリエ変換の前半ステージを受け持ち、かつ伝送すべき前記デジタル信号が供給され、2より大きな整数値Mに対するMポイントの逆離散フーリエ変換を、所望の伝送チャンネルに応じた回転因子によって行う第1の逆離散フーリエ演算ステップと、  
前記逆離散フーリエ変換の後半ステージを受け持ち、かつ前記第1の逆離散フーリエ変換手段から出力する信号を、Mの2倍より大きな整数値Nに対するNポイントの逆フーリエ変換を行って前記直交マルチキャリア信号を出力する第2の逆離散フーリエ変換ステップと、  
前記第2の逆離散フーリエ変換ステップから出力する前記直交マルチキャリア信号を前記伝送路に供給するために、前記直交マルチキャリア信号を高周波信号に変換する高周波信号生成ステップとを有することを特徴とする直交マルチキャリア信号伝送方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は直交周波数分割多重（OFDM）方式で伝送するためのデジタル変調信号の伝送装置、及びその伝送方法に係り、特に被変調信号の周波数が間欠的に存在する直交マルチキャリア信号を、特に簡易な構成のIFFTを用いて生成する装置、およびその直交マルチキャリア信号を伝送するための信号を生成する方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】デジタル情報信号を伝送するとき、単一周波数の搬送波（キャリア）をデジタル情報に基づいて位相変調（PSK）、あるいは直交振幅変調（QAM）を行い、得られた信号を高周波信号に変換し、電波として放射し伝送する方法は広く知られている。位相変調（PSK）方式は、伝送すべきデジタル情報信号を搬送波の位相成分に対応させて変調して伝送する方式であり、直交振幅変調（QAM）方式は、搬送波の位相と振幅の両方を用いて変調させる方式である。

【0003】一方、最近では新たな伝送方式として、直交周波数分割多重（OFDM：Orthogonal Frequency Division Multiplexing）方式と呼ばれるマルチキャリア伝送方式が提案されている。このOFDM方式は、伝送帯域内に複数の直交する搬送波を発生させて配置し、それぞれの搬送波を位相変調や直交振幅変調する方式に関するものである。

【0004】その「搬送波が直交している」とは、隣接する搬送波のスペクトラムが、当該搬送波の周波数位置で零になり、OFDMを構成する複数の搬送波で変調されて伝送される信号は、お互いに干渉することなく、独立して伝送可能であることを意味している。

【0005】このOFDM方式は、多くの搬送波を用いて伝送するため、単一周波数の搬送波を用いて行う伝送に比し、それぞれの搬送波の変調速度を遅くできるため、空間伝送路で生じるマルチパス歪による干渉の影響を軽減でき、また変調信号のスペクトルを矩形に出来るため、占有帯域幅を狭くでき、効率的な周波数利用ができるといった特長を有している。

【0006】さらに、その、空間伝送路におけるマルチパス歪による干渉歪の軽減は、干渉歪となる遅延波の遅延時間以上のガードインターバルによる緩衝時間を設けて干渉歪を軽減するが、そのときの冗長な信号として伝送するガードインターバル信号が占める時間的な相対的割合は変調速度が遅いため、小さくできるなど、伝送効率の低下を少なく保ちつつ干渉歪の軽減を行なうことができる。

【0007】このように、このOFDM方式は、マルチパス環境下での伝送特性に優れており、地上波デジタル放送の伝送方式として採用が決められている。この、地上波デジタル放送方式で用いられるOFDM方式の送信

側では、OFDM信号、すなわち直交マルチキャリア信号の発生にIDFT変換（逆離散フーリエ変換）が用いられる。これは、伝送すべき情報を各搬送波の位相、振幅成分を変化させるようにして変調信号を生成する方法であり、それぞれの直交する搬送波に与えられる位相、振幅変調信号情報である周波数領域の信号は、IDFT変換により時間領域の信号に変換され、それらの時間領域の信号は加算合成され、その様にして生成されたOFDM信号は高周波信号に変換されて空中線より放射される様になされている。

【0008】この放射されたOFDM信号の受信は、DFT変換（離散フーリエ変換）回路により上述の時間領域の信号を周波数領域の信号に変換する処理を行い、このDFTにより直交周波数多重された時間領域の信号を、それぞれのキャリアの位相、振幅変調信号情報を周波数領域の信号として変換し、その変換した信号をもとに伝送される情報を復号するようになされている。

【0009】このDFT信号処理は、DSP（デジタル信号処理プロセッサ）により、あるいは信号処理回路をLSI（大規模集積回路）化して実現しているが、これらの回路素子技術は近年の半導体技術の進展により、信号処理が比較的高速で実現できるようになってきたため、このOFDM方式の信号処理が容易となり、その実用化がなされるようになってきた。

【0010】かかるOFDM信号、すなわち直交マルチキャリア信号の伝送は、複数のチャンネル構成、或いは複数のユーザーが、お互いに伝送する周波数帯域を分割して放送、通信を行うのが一般的であり、例えば、地上波デジタル放送では、それぞれ6MHzの帯域を確保したチャンネルがガードバンドなる周波数緩衝域を挟んで整列して配列されているなどである。

【0011】このようになされるOFDM信号の各搬送波は、シンボル期間、即ちIDFT変換を行う窓時間期間にガードインターバル期間を加えた期間、の時間の逆数で与えられる周波数間隔で存在し、通常はそれらの全ての搬送波を用いて情報信号が伝送される。

【0012】例えば、地上波デジタル放送で伝送される各搬送波は、1kHz～4kHz程度の周波数間隔で並べられ、それらの全ての搬送波が用いられて情報信号が伝送されるようになされている。

【0013】この様に、OFDM方式は、放送分野のみならず、通信分野、例えば無線LANシステムなどにも用いられており、特に通信分野では、電波の、物体の壁面による反射などにより、マルチパス歪が多く発生する室内環境においても安定した伝送特性が得られるなどの長所を有しており、最近はその利用も多くなっている。

【0014】図26に、OFDM方式により生成するマルチキャリア伝送装置の構成を示す。同図に示すマルチキャリア伝送装置130は、入力回路部140、および

OFDM送信部150より構成されるマルチキャリア送信装置134と、OFDM受信部160、および出力回路部180より構成されるマルチキャリア受信装置136より構成される。

【0015】同図において、伝送すべき情報信号は入力回路140に供給され、ここでは誤り訂正符号などが付加されてOFDM送信部150に供給される。

【0016】ここでは、後述の逆離散フーリエ変換回路によりマルチキャリア信号が生成され、図示しない空中線を介して放射された電波は図示しない空中線で受信され、OFDM受信部160に供給されて復号され、復号された信号は出力回路部180に供給され、誤り信号の検出、訂正処理などがなされて、伝送された情報信号はマルチキャリア受信部136より情報信号出力として供給される。

【0017】図27に、従来のマルチキャリア信号送信装置の一例のブロック図を示す。同図に示すOFDM送信部150は、演算部151、出力バッファ53、D/A変換器54、直交変調器55、信号発生器56、90°シフタ57、周波数変換器58、および送信部59より構成される。

【0018】伝送すべき情報信号は、情報信号入力端子41を介して入力回路42に供給され、ここでは誤り訂正信号などの付加、生成されるキャリア周波数に対する情報信号の変調方法の割り当てがなされ、この様にして割り当てられた実数部用信号と、虚数部用信号は演算部151に供給される。

【0019】演算部151に供給された信号は、IFFT（逆高速フーリエ変換）により演算処理されて、入力回路より供給された情報信号入力に対応されたマルチキャリア変調信号が生成され、生成された実数部および虚数部のそれぞれの信号は出力バッファ53に供給される。ここでは、これらのIFFT演算された信号は一時記憶され、記憶された信号はD/A変換器54に供給される。

【0020】ここで、デジタル信号の形で供給された信号はD/A変換器によりアナログ信号に変換され、LPFにより不要な高域周波数成分が除去されて、変調信号成分が得られ、その信号は直交変調器55に供給される。

【0021】ここでは、信号発生器56より供給される中間周波数、および90°シフタで位相が90°変えられた中間周波数により、D/A変換器より供給された実部、および虚部の信号は直交変調され、直交変調された中間周波数の信号は周波数変換器58により空間伝送路に放射するための周波数に変換され、周波数変換された信号は送信部59で電力増幅され、図示しない空中線を介して、空間伝送路に放射される。

【0022】図28に、マルチキャリア受信装置のブロック図を示す。同図におけるOFDM受信部160は受

10

20

30

40

50

信部 61、周波数変換器 62、中間周波数増幅器 63、直交復調器 64、同期信号発生回路 65、 $90^\circ$  シフタ 66、LPF 67、A/D 変換器 68、ガードインターバル期間処理回路 69、および復号回路 170 より構成される。

【0023】マルチキャリア受信装置 136 の動作につき説明するに、空間伝送路を介して伝送された信号は、図示しない空中線により受信され、受信部 61 に供給される。ここでは高周波増幅が行われ、増幅された信号は周波数変換器 62 に供給されて中間周波数に変換され、変換された信号は中間周波数増幅器 63 に供給されて増幅され、増幅された信号は直交復調器 64 に供給される。

【0024】ここでは、同期信号発生回路 65 より供給される中間周波数の信号、およびその信号が  $90^\circ$  シフタにより  $90^\circ$  移送された信号を基に振幅復調が行われ、各々の信号で振幅復調された信号は LPF 67 を介して A/D 変換器 68 に供給されてデジタル信号に変換され、ディジタル信号に変換された信号はガードインターバル期間処理回路によりガードインターバル期間の信号が除去され、このようにして得られた信号は、復号回路 170 に供給される。

【0025】ここでは、供給された実部、虚部の信号は高速離散フーリエ変換が行われ、それぞれのキャリア周波数の実部、虚部に対応する信号成分が求められる。その求められた信号成分は、マルチキャリア送信装置 134 の演算部 151 で行われた変調信号の割り当てを基にして QAM 信号の復号がなされ、復号された信号は出力回路 81 に供給される。

【0026】ここでは、入力回路 42 で付加された誤り訂正信号をもとに誤り信号の訂正がなされ、このようにして得られた復調出力信号は出力端子 82 に供給される。

【0027】この様にして、マルチキャリア信号が生成、送信、受信されるが、そのマルチキャリアとして使用される周波数の数は、256 本、1024 本、あるいはそれ以上の数が用いられるが、この様に多く数のキャリアは IDFT 回路により容易に生成できる。例えば 1024 本のキャリアを発生させるためには 1024 ポイント、あるいはそれ以上のポイント数の IDFT が用いられ、IDFT より時系列の信号として出力される。

【0028】さて、以上の様にして生成されたマルチキャリア信号では、その伝送に使用する周波数帯域で、直交関係にある隣接する搬送波周波数をすべて使用して送信されているが、ここで、マルチキャリアを構成する全てのキャリアを用いて伝送するのではなく、キャリアを間欠的に使用して伝送するような伝送方法について述べる。

【0029】その、キャリアを間欠的に使用する伝送方法は、伝送するためのキャリアが間欠的に配置されてい

るため、より広い伝送帯域を用いて伝送することとなり、例えば局所的な周波数領域で伝送路が悪化する場合でも、隣接するキャリア同士の間隔が広くとられているため、その影響を受けるキャリアの数を少なくできるなど、誤り訂正回路で誤りデータを正しいデータに修正することが容易であり、優れた伝送特性を得ることができる。

【0030】また、微弱な信号で伝送する無線機などは、周辺に設置される電子機器への干渉を小さくするため、例えば 1MHz の帯域内における送信電力を低く抑ええる方法がとられるが、例えば 8 波おきに 1 波づつを、間欠的に使用して伝送する直交マルチキャリア信号は、小さな周波数間隔で並べられる全キャリアを伝送する場合に比し広い周波数帯域で伝送するため、単位周波数あたりの電力密度を小さくでき、周辺にある電子機器へ与える電磁妨害を小さく抑ええることができるなどの特徴を有するものである。

【0031】この様に、間欠的に搬送波を配列して行う伝送方法に関連して、出願番号平 10-277103

「直交マルチキャリア信号の生成方法及び復号方法」を提案している。

【0032】ここで提案されている直交マルチキャリア信号の生成方法で、間欠的に搬送波を使用する場合、例えばそれぞれが 2 より大きな整数値 L、M、また 4 より大きな整数値 N に対して、N 本のキャリアを L 本おきに選択し、M 本の選択した搬送波を使用する間欠型の直交マルチキャリア方式は、全部で N 本の搬送波を生成する必要がある、N 本の直交関係にある搬送波を生成するための、少なくとも N ポイント以上の IDFT 変換を用いて信号の生成を行うようにする。ここで、このときの N ポイント以上の IDFT は、L 本の搬送波毎にそのうちの 1 本の搬送波のみを情報データで変調し、残りの (L-1) 本の搬送波は振幅を零とするためのデータを与えて変調し、その搬送波を発生させないようにしている。

【0033】この様にして用いられる IDFT 回路は、 $N = L \times M$  ポイント以上の IDFT 演算回路が必要となり、その様に大きなポイント数の IDFT 回路は、大規模半導体集積回路 (LSI) により、あるいは高速デジタル信号処理プロセッサ (DSP) などにより実現は可能であるが、IDFT 回路のポイント数の増加にともない IDFT 回路の回路規模も大きくなり、それを、信号処理ポイント数が多く演算量の多い大きなデジタル信号処理プロセッサにより実現するときは、高コストな構成になってしまうという課題があった。

【0034】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上記従来例のマルチキャリア伝送装置 130 における信号の伝送は、IDFT 回路で生成される全てのキャリア周波数を用いて動作させることを前提として使用されているものであった。

【0035】本発明が目的とするマルチキャリア送信装置は、上述の空間伝送路に放射されるマルチキャリアが間欠的に配列されているものであり、前述の出願番号平10-277103「直交マルチキャリア信号の生成方法及び復号方法」のような特徴を有する信号伝送装置に関し、その間欠的に配列される直交マルチキャリアの生成を、できるだけ演算処理回数の小さなIFFT（逆高速フーリエ変換）により実現することを目的としている。

【0036】さらに、上述の送信装置は1チャンネルの入力信号に対するマルチキャリア信号を生成するものであるが、例えば4チャンネル、あるいは8チャンネルの情報信号を同時に送信できる送信装置を、簡易な構成によるIFFT回路により実現しようとするものである。

【0037】

【課題を解決するための手段】本発明は、上記課題を解決するために以下の1)～6)の手段より成るものである。すなわち、

【0038】1) 伝送すべきデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送送路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記デジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ送信側において直交マルチキャリア信号を生成する直交マルチキャリア信号伝送装置であって、前記逆離散フーリエ変換の前半ステージを受け持ち、かつ伝送すべき前記デジタル情報信号が供給され、2より大きな整数値Mに対するMポイントの逆離散フーリエ変換を行う第1の逆離散フーリエ変換手段(51a)と、前記逆離散フーリエ変換の後半ステージを受け持ち、かつ前記第1の逆離散フーリエ変換手段から出力する信号を、Mの2倍より大きな整数値Nに対するNポイントの逆フーリエ変換を行って前記直交マルチキャリア信号を出力する第2の逆離散フーリエ変換手段(52)と、前記第2の逆離散フーリエ変換手段から出力する前記直交マルチキャリア信号を前記伝送路に供給するために、前記直交マルチキャリア信号を高周波信号に変換する高周波信号生成手段(主に55、58)とを具備することを特徴とする直交マルチキャリア信号伝送装置。

【0039】2) 伝送すべき複数チャンネルのデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送送路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記複数チャンネルのデジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに

用いられ、かつ送信側において直交マルチキャリア信号を生成する直交マルチキャリア信号伝送装置であって、前記逆離散フーリエ変換の前半ステージを受け持ち、かつ前記伝送すべき複数チャンネルのデジタル信号が供給され、2より大きな整数値Mに対するMポイントの逆離散フーリエ変換を行う複数の第1の逆離散フーリエ変換手段(51a～51d)と、前記逆離散フーリエ変換の後半ステージを受け持ち、かつ前記複数の第1の逆離散フーリエ変換手段から出力するそれぞれの信号を、Mの2倍より大きな整数値Nに対するNポイントの逆フーリエ変換を行って前記直交マルチキャリア信号を出力する第2の逆離散フーリエ変換手段(52)と、前記第2の逆離散フーリエ変換手段から出力する前記直交マルチキャリア信号を前記伝送路に供給するために、前記直交マルチキャリア信号を高周波信号に変換する高周波信号生成手段(主に55、58)とを具備することを特徴とする直交マルチキャリア信号伝送装置。

【0040】3) 伝送すべきデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送送路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記デジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ送信側において直交マルチキャリア信号を生成する直交マルチキャリア信号伝送装置であって、前記逆離散フーリエ変換の前半ステージを受け持ち、かつ伝送すべき前記デジタル信号が供給され、2より大きな整数値Mに対するMポイントの逆離散フーリエ変換を、所望の伝送チャンネルに応じた回転因子によって行う第1の逆離散フーリエ変換手段(51a)と、前記逆離散フーリエ変換の後半ステージを受け持ち、かつ前記第1の逆離散フーリエ変換手段から出力する信号を、Mの2倍より大きな整数値Nに対するNポイントの逆フーリエ変換を行って前記直交マルチキャリア信号を出力する第2の逆離散フーリエ変換手段(52)と、前記第2の逆離散フーリエ変換手段から出力する前記直交マルチキャリア信号を前記伝送路に供給するために、前記直交マルチキャリア信号を高周波信号に変換する高周波信号生成手段(主に55、58)とを具備することを特徴とする直交マルチキャリア信号伝送装置。

【0041】4) 伝送すべきデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送送路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記デジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ送信側において直交

マルチキャリア信号を生成する直交マルチキャリア信号伝送装置であって、前記逆離散フーリエ変換の前半ステージを受け持ち、かつ伝送すべき前記デジタル信号が供給され、2より大きな整数値Mに対するMポイントの逆離散フーリエ変換を行う第1の逆離散フーリエ変換手段(51a)と、前記逆離散フーリエ変換の後半ステージを受け持ち、かつ前記第1の逆離散フーリエ変換手段から出力する信号を、Mの2倍より大きな整数値Nに対するNポイントの逆フーリエ変換の、所望の伝送チャンネルに応じた入力端子に供給して演算を行って前記直交マルチキャリア信号を出力する第2の逆離散フーリエ変換手段(52)と、前記第2の逆離散フーリエ変換手段から出力する前記直交マルチキャリア信号を前記伝送路に供給するために、前記直交マルチキャリア信号を高周波信号に変換する高周波信号生成手段(主に55、58)とを具備することを特徴とする直交マルチキャリア信号伝送装置。

【0042】5) 伝送すべきデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を伝送路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記デジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ送信側において直交マルチキャリア信号を生成する直交マルチキャリア信号伝送方法であって、前記逆離散フーリエ変換の前半ステージを受け持ち、かつ伝送すべき前記デジタル情報信号が供給され、2より大きな整数値Mに対するMポイントの逆離散フーリエ変換を行う第1の逆離散フーリエ演算ステップと、前記逆離散フーリエ変換の後半ステージを受け持ち、かつ前記第1の逆離散フーリエ演算ステップから出力する信号を、Mの2倍より大きな整数値Nに対するNポイントの逆フーリエ変換を行って前記直交マルチキャリア信号を出力する第2の逆離散フーリエ変換ステップと、前記第2の逆離散フーリエ変換ステップから出力する前記直交マルチキャリア信号を前記伝送路に供給するために、前記直交マルチキャリア信号を高周波信号に変換する高周波信号生成ステップとを有することを特徴とする直交マルチキャリア信号伝送方法。

【0043】6) 伝送すべきデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を伝送路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記デジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ送信側において直交マルチキャリア信号を生成する直交マルチキャリア信号伝送方法であって、前記逆離散フーリエ変換の前半ス

テージを受け持ち、かつ伝送すべき前記デジタル信号が供給され、2より大きな整数値Mに対するMポイントの逆離散フーリエ変換を、所望の伝送チャンネルに応じた回転因子によって行う第1の逆離散フーリエ演算ステップと、前記逆離散フーリエ変換の後半ステージを受け持ち、かつ前記第1の逆離散フーリエ変換手段から出力する信号を、Mの2倍より大きな整数値Nに対するNポイントの逆フーリエ変換を行って前記直交マルチキャリア信号を出力する第2の逆離散フーリエ変換ステップと、前記第2の逆離散フーリエ変換ステップから出力する前記直交マルチキャリア信号を前記伝送路に供給するために、前記直交マルチキャリア信号を高周波信号に変換する高周波信号生成ステップとを有することを特徴とする直交マルチキャリア信号伝送方法。

【0044】

【発明の実施の形態】以下、本発明の直交マルチキャリア信号の伝送装置、およびその生成方法の実施の形態につき、好ましい実施例により説明する。図1は、そのマルチキャリア生成方法を採用するマルチキャリア伝送装置の概略ブロック図である。同図において、マルチキャリア伝送装置30は、伝送すべきa～dの4チャンネルの情報信号を入力し、それらの情報信号をOFDM(Orthogonal Frequency Division multiplexing)方式で変調した変調出力信号を得て送信アンテナより空間伝送路に放射するマルチキャリア送信装置34と、空間伝送路よりの信号を受信アンテナにより得て、得られた信号が供給され、その信号を復調、復号してa～dの4チャンネルの情報信号出力を得るマルチキャリア受信装置36とより構成されている。

【0045】ここで、マルチキャリア送信装置34は、4チャンネルの情報を入力する入力回路部40a～40d、およびOFDM送信部50より構成され、マルチキャリア受信装置36は、OFDM受信部60、および4チャンネルの復調出力を供給する出力回路80a～80dより構成される。

【0046】同図に示すマルチキャリア伝送装置30の動作について概略説明するに、例えばMPEG-2(Moving Picture Experts Group-2)により圧縮符号化されたビットストリームの信号などは情報信号入力端子a～dより入力回路40a～40dに供給され、これらの回路で誤り検出、訂正符号などが付加され、それぞれの入力回路の信号はOFDM送信部50に供給される。

【0047】ここでは、誤り訂正符号の付加された伝送すべき情報信号は後述する所定のフォーマットで、OFDM方式の信号に変調され、空間伝送路を介して伝送され、その伝送された信号はOFDM受信部60に供給される。

【0048】ここでは、OFDM信号が復調され、復調された信号はそれぞれの出力回路80a～80dに供給される。これらの出力回路80a～80dは、それぞれ



の入力回路40a~40dで付加された誤り検出符号を基に、OFDM信号を構成するそれぞれのキャリアに対する誤り信号の検出が行なわれ、それぞれの誤り信号が訂正された情報信号出力としてマルチキャリア受信装置36より供給される。

【0049】つきに、マルチキャリア送信装置34、およびマルチキャリア受信装置36の構成と、その動作について詳述する。図2に、マルチキャリア送信装置34の構成を示す。

【0050】同図において、4つのチャンネルの情報信号はそれぞれ入力端子41a~41dに供給され、これらの信号は入力回路部42a~42dに供給される。これらの回路では、それぞれの供給される信号に誤り訂正符号を付加し、マルチキャリアを変調するための実部、虚部の信号に分割した信号を生成し、その信号は第1~第4の演算器51a~51dに供給される。

【0051】これらの、第1演算器51a~第4演算器51dの信号は後段演算器52に供給され、これらの演算器では後述の方法によるIFFT演算処理がなされ、41a~41dの入力端子に供給された情報信号に従い、変調された直交マルチキャリア信号が生成され、その信号は出力バッファ53を介してD/A変換器54に供給される。

【0052】ここでは、デジタル信号の形で供給された信号はD/A変換器によりアナログ信号に変換され、LPFにより不要な高域周波数成分が除去され、変調された信号が得られ、その信号は直交変調器55に供給される。

【0053】ここでは、信号発生器56より供給される中間周波数、および90°シフトにより90°位相が変えられた中間周波数により、D/A変換器より供給された実部、および虚部の信号は直交変調され、直交変調された中間周波数の信号は周波数変換器58により空間伝送路に放射される周波数に変換され、その信号は送信部59により電力増幅されて、図示しない空中線に供給され、その空中線より空間伝送路に放射される。

【0054】図3に、マルチキャリア受信装置のブロック図を示す。同図において、マルチキャリア受信装置36は受信部61、周波数変換器62、中間周波増幅器63、直交復調器64、同期信号発生回路65、90°シフト66、LPF67、A/D変換器68、ガードインターバル期間処理回路69、および復号回路70より構成されるOFDM受信部60と、それぞれの出力端子82a~82dに接続される、それぞれの出力回路81a~81dとよりなっている。

【0055】つきに、マルチキャリア受信装置36の動作について説明するに、空間伝送路を介して伝送された信号は、図示しない空中線により受信され、その信号は受信部61に供給される。ここでは高周波増幅が行われ、増幅された信号は周波数変換器62に供給されて中

間周波数に変換され、変換された信号は中間周波数増幅器63に供給されて増幅され、直交復調器64に供給される。

【0056】ここでは、同期信号発生回路65より供給される中間周波数の信号、およびその供給された中間周波数の信号より90°シフトにより90°移相された信号を基に振幅復調が行われ、その各々の信号で振幅復調された信号はLPF67を介してA/D変換器68に供給されてデジタル信号に変換され、デジタル信号に変換された信号はガードインターバル期間処理回路によりガードインターバル期間の信号が除去され、このようにして得られた信号は、復号回路70に供給される。

【0057】ここでは、供給された実部、虚部の信号は離散高速フーリエ変換が行なわれ、それぞれのキャリア周波数の実部、虚部に対応する信号成分が求められる。この様にして求められた信号成分は、マルチキャリア送信装置34の演算部51で行われた変調信号の割り当てを基にしてQAM信号の復号がなされ、復号された信号はそれぞれの出力回路81a~81dに供給される。

【0058】これらの出力回路81a~81dでは、それぞれの入力回路42a~42dで付加された誤り訂正信号をもとに誤り信号が検出され、誤り信号は訂正され、これらの処理がなされたそれぞれの復調出力信号は、それぞれの出力端子82a~82dに供給される。

【0059】さて、ここで、マルチキャリア伝送装置30が伝送に用いるキャリアの周波数について述べる。図4に、マルチキャリア送信装置34が生成するマルチキャリアのチャンネル割り当ての様子を示す。

【0060】同図において、(A)としてキャリア番号が0~63である64の周波数より構成されるマルチキャリアを示すが、そのキャリアを4のチャンネルに分割して伝送する様子をキャリア周波数の番号に対する電力分布として示したものであり、図中に示す(B0)~

(B3)がそのチャンネルごとのキャリア番号とそれに対する電力分布である。そして、ここに示すマルチキャリアは、50kHzの間隔で並べられており、またそれぞれのチャンネルに割り当てられるキャリアは200kHz間隔で間欠的に配列されており、このように割り当てられ、配列されたキャリアにより、チャンネルa~dの情報信号が伝送されるようになされている。

【0061】図5に、本実施例におけるマルチキャリア伝送装置により生成される直交マルチキャリアのチャンネル番号と、そのチャンネルの信号を伝送するためのキャリア番号の関係を示す。ここに示す64本のキャリアは、チャンネルa~dの信号を伝送するための周波数として割り当てられており、チャンネルaは4の倍数のキャリア番号のもの、チャンネルbは4の倍数に2を加えたキャリア番号のもの、チャンネルcは4の倍数に1を加えたキャリア番号のもの、そしてチャンネルdは4の倍数に3を加えたキャリア番号のものがそれぞれの情報

信号 a～d を伝送するためのキャリアとして設定されている。

【0062】ここで、これらのマルチキャリアに対する変調信号は、第1演算器51a～第4演算器51d、および後段演算器52によりIFFT（逆高速フーリエ変換）演算がなされて生成されるが、その方法について詳述する。

【0063】まず、IFFT演算を説明するため、図6に4ポイントIFFTのシグナルフローダイアグラムを示し、IFFTの動作について概説する。同図において、左側に示す $X[0]$ 、 $X[2]$ 、 $X[1]$ 、 $X[3]$ は周波数領域における入力信号を供給する端子であり、右側に示す $x[0]$ 、 $x[1]$ 、 $x[2]$ 、 $x[3]$ は時間領域における出力信号を供給するための端子である。

【0064】図中に示す矢印の方向は信号の供給される方向を示しており、矢印の近くに定数（回転因子）が示されている場合はこの定数を乗じ、矢印の方向に信号を供給する。定数が示されていない矢印は、1を乗じて供給する場合、あるいは信号を単に供給することを示している。2つの矢印が向かい合って記される節点では、それらの矢印により供給される信号の加算を行う。

【0065】図7に、4ポイントIFFTの演算に用いる回転因子を示す。同図は、横軸が実軸で、縦軸は虚軸である複素平面内に、半径1の円が示されているが、この円と実軸との交点がそれぞれ1、-1であり、虚軸との交点はjと-jである。ここに示すjは2乗して-1となる数であり、4個の係数 $W_4^0$ 、 $W_4^1$ 、 $W_4^2$ 、 $W_4^3$ の値は、それぞれ1、j、-1、-jであることを示している。

【0066】次に、16ポイントのIFFTを用いて4本のキャリアを生成する例について示す。図8に、16ポイントのIFFT演算機能を有するIFFT素子の端子を示し、その生成方法について述べる。同図において、左側に示す16個の端子は16の周波数に対する、周波数領域の入力端子であり、右側に示す16個の端子は、IFFT演算した結果を時間領域の出力信号として出力するための端子である。

【0067】このIFFT素子の、4個の周波数領域の入力端子 $X[1]$ 、 $X[5]$ 、 $X[9]$ 、 $X[13]$ には、生成する4個のキャリアに対する多値変調を与えるための情報信号を供給し、他の入力端子はグランドに接続して、入力信号を与えない様にする。このIFFT素子により逆フーリエ演算が行われた結果として、出力端子 $x[0] \sim x[15]$ には、第1、第5、第9、第13のキャリアが変調され、合成された時系列の出力信号電圧値が $x[0] \sim x[15]$ の端子にサンプル値として出力される。

【0068】図9に、時間間引きによる、出力データ整列型8ポイントIFFTのシグナルフローダイアグラム

を示す。同図の左側に示す $X[0]$ 、 $X[4]$ 、 $X[2]$ 、 $X[6]$ 、 $X[1]$ 、 $X[5]$ 、 $X[3]$ 、 $X[7]$ は周波数領域における入力信号を示し、右側に示す $x[0] \sim x[7]$ は時間領域における出力信号を示す。

【0069】このIFFTのバタフライ演算の方法について述べるに、図中に示す矢印の方向は信号の供給される方向を示しており、矢印の近くに定数（回転因子、-1）が示されるときはこの定数を乗じ、矢印の方向に信号を供給する。定数が示されていない矢印は、1を乗じて供給する場合、あるいは信号を単に供給することを示す。2つの矢印が向かい合って記される節点では、それらの矢印により供給される信号の加算を行う。

【0070】図10に、8ポイントIFFTの演算に使用される8個の定数値（回転因子）を示す。同図において、横軸が実軸で、縦軸は虚軸であり、その平面上に半径1の円が示され、その円周上を8等分した位置に対応させた、8個の係数 $W_8^0$ 、 $W_8^1$ 、 $W_8^2$ 、 $\dots$ 、 $W_8^7$ の値が演算に使用される回転因子である。上述の8ポイントIFFTは、この8個の回転因子のうち、 $W_8^0$ 、 $W_8^1$ 、 $W_8^2$ 、 $W_8^3$ の4個を演算に使用している。

【0071】図11に、この様な手法で演算を行う16ポイントIFFT演算器内部の構成を示す。同図に示す黒丸は、信号の接続点であり、対角線で結ばれて四角形の頂点に位置する4個の黒丸は、それらを結ぶ2本の交差する線によりバタフライ演算が行われることを示している。同図の左に示される0、8、4、12、 $\dots$ 、15の数は周波数領域における入力信号の番号を示し、図の右側に示す0、1、2、 $\dots$ 、15の数は、時間領域における出力信号の番号を示す。

【0072】また、同図中の2本の線の交点に示される数字はバタフライ演算を行うときに使用する回転因子の番号を示している。図12に、その16ポイントIFFTの演算に使用される回転因子を示す。同図において、横軸が実軸で、縦軸は虚軸であり、その平面上に半径1の円が示され、その円周上を16等分した位置に対応させて、16個の係数 $W_{16}^0$ 、 $W_{16}^1$ 、 $W_{16}^2$ 、 $\dots$ 、 $W_{16}^{15}$ の点が回転因子の値を示しており、上述の16ポイントIFFTは、このうち、 $W_{16}^0 \sim W_{16}^7$ の8個を使用している。前述の図11では、この回転因子の上付き文字で示される0～7の数字により、これらの回転因子の値を示している。

【0073】この様にして、IFFT演算はバタフライ演算を繰り返し行うが、その演算がなされる順位を、列単位で左より第1ステージ、第2ステージ、第3ステージの様に呼び、ここで述べた16ポイントのIFFTの場合は第4ステージまでの演算がなされる。

【0074】なお、ここに示したIFFTの記述には、前述の図9で-1として示したと同様の係数の記述が必要であるが、この-1の係数の挿入は同様の個所に行わ

10

20

30

40

50

れるものであり、IFFTの演算はその係数も含めて行う。

【0075】さて、ここで、第1の実施例に関する多チャンネル送信装置用IFFTの演算方法について説明する。図13に64ポイントIFFTの演算方法について示す。ここに示す64ポイントのIFFTは、16ポイントIFFTで行った第1から第4ステージまでの演算結果を用い、これに続いて第5、第6ステージのバタフライ演算を行う構成のものである。

【0076】すなわち、同図に示すa、b、c、dは、それぞれが16ポイントのIFFT演算であり、その演算結果を用いて第5ステージの演算を、また第5ステージの演算結果を用いて第6ステージの演算を行う。

【0077】図14に、64ポイントIFFTの演算に用いられる回転因子を示す。同図において、複素平面内に描かれた半径1の円周を64等分し、実軸上の1の点より順に64個の係数 $W_{64}^0$ 、 $W_{64}^1$ 、 $W_{64}^2$ 、 $\dots$ 、 $W_{64}^{63}$ の値が定められている。

【0078】ここで、16ポイントのIFFT演算に用いる回転因子 $W_{16}^0$ 、 $W_{16}^1$ 、 $W_{16}^2$ 、 $W_{16}^3$ 、 $\dots$ の値は、64ポイントのIFFT演算に用いられる回転因子 $W_{64}^0$ 、 $W_{64}^4$ 、 $W_{64}^8$ 、 $W_{64}^{12}$ 、 $\dots$ と同じ値、すなわち、 $W_{16}^0 = W_{64}^0$ 、 $W_{16}^1 = W_{64}^4$ 、 $W_{16}^2 = W_{64}^8$ 、 $W_{16}^3 = W_{64}^{12}$ 、 $W_{16}^4 = W_{64}^{16}$ 、 $W_{16}^5 = W_{64}^{20}$ 、 $W_{16}^6 = W_{64}^{24}$ 、 $W_{16}^7 = W_{64}^{28}$ 、であり、ここで述べたa、b、c、dが使用する回転因子は、64ポイントIFFT演算の、第1～第4ステージの演算であるが、64ポイントIFFTの演算に用いる回転因子の代りに16ポイントIFFTの回転因子を使用できることを示している。

【0079】すなわち、それらの、64ポイントでの第1ステージでの回転因子は0、第2ステージでの回転因子は0、16、第3ステージでの回転因子は0、8、16、24、第4ステージでの回転因子は0、4、8、12、16、20、24、28である。

【0080】同図に示すe、fは第5ステージの演算で、eとfでは同じ内容の演算が行われる。ここで、IFFTの演算に用いられる回転因子を、0、2、4、 $\dots$ 、30として示しているが、これらは $W_{64}^0$ 、 $W_{64}^2$ 、 $W_{64}^4$ 、 $\dots$ 、 $W_{64}^{30}$ のことであり、前述と同様の方法によりバタフライ演算がなされる。

【0081】同図に示すgは、第6ステージの演算で、そのIFFTの演算に用いられる回転因子は0、1、2、 $\dots$ 、31として示されているが、これらは $W_{64}^0$ 、 $W_{64}^1$ 、 $W_{64}^2$ 、 $\dots$ 、 $W_{64}^{31}$ のことであり、このステージのバタフライ演算は32個隔ててあるデータ同士に対して前述と同様の方法によりなされる。

【0082】また、同図の右側に示される数字は、このIFFTにより演算された時間領域における出力信号の端子を番号で示しており、ここにはステージ1で供給さ

れた各キャリア周波数ごとに与えられる変調信号で変調されたそれぞれの被変調キャリアの信号が加算合成された信号が出力として供給される。

【0083】ここで、第5ステージを行う際、a～dのどれに該当させるかでどのチャンネル番号の信号にするかが決定される。aに割当てて残りをゼロにするとチャンネル番号0になり、bに割当てて残りをゼロにするとチャンネル番号1になり、cに割当てて残りをゼロにするとチャンネル番号2になり、dに割当てて残りをゼロにするとチャンネル番号3になる。チャンネル番号0、1の場合はブロックfは演算しなくてよく、チャンネル番号2、3の場合はブロックeは演算しなくてよい事は、言うまでもない。

【0084】よって、第1ステージから第4ステージまでを(各チャンネル共通の)16ポイントIFFT演算で代用し、第5ステージでは、64ポイントIFFT演算における、チャンネル番号によって前半が後半の半分の演算を省略し、更に演算する場合にもバタフライ演算の一方をゼロとして演算し、第6ステージでも、チャンネル番号によってバタフライ演算の一方をゼロとして演算する事により、各チャンネルが使用する4本おきの搬送波からなる間欠型マルチキャリア信号が生成できることになる。

【0085】このようにして、前述の図13に示す第1の実施例による64ポイントIFFTでは、a～dとして示されるそれぞれの入力端子に、チャンネル0～3に対応する変調信号を供給し、それぞれのステージ1～4におけるバタフライ演算はそれぞれのチャンネルに供給される信号に応じてなされ、ステージ6の出力端子には、それぞれのチャンネルのキャリアが変調された信号の出力として、時系列データとして供給されるようになっている。

【0086】図15に、チャンネル番号0～3に対し、そこに供給される情報信号を伝送するために使用するキャリアの番号を示す。ここに示されているキャリアの順番は、ビットリバースの順となっているが、前述の図5に記載されているものと同一の番号が、順番が異なって並べられているものである。

【0087】つぎに、多チャンネル送信装置用IFFTの演算方法に関し、第2の実施例について述べる。図16に、そのIFFTの構成を示す。ここに示す構成は、周波数間引き型の出力データ整理型64ポイント逆離散フーリエ変換のアルゴリズムであり、ステージ1～6より構成される。ステージ1～4はp～sの4の演算ブロックがあり、これらの、それぞれのブロックにおける演算手法は同じであるが、供給される入力データ、演算に使用される回転因子、および変調が施されるキャリア番号はそれぞれで異なっている。

【0088】すなわち、p～sの演算ブロックにはチャンネル1～4の伝送チャンネルに対応する入力信号が供

給され、pの演算ブロックでは第1チャンネルとして、キャリア番号が0、32、16、・・・であるキャリア用の変調信号データが供給される。また、チャンネル2に供給される入力データはqの演算ブロックの、キャリア番号2、34、18、・・・に対してであり、チャンネル3にはキャリア番号1、33、17、・・・が、そしてチャンネル4にはqの演算ブロックのキャリア番号3、35、19、・・・に対するデータが供給される。

【0089】ここで、この64ポイントのIFFTの動作を説明するために、図17に8ポイントの周波数間引き型、出力データ整列型逆離散フーリエ変換のアルゴリズムを示し、その動作について述べる。同図において、左側に示す $X[0]$ 、 $X[4]$ 、 $X[2]$ 、 $X[6]$ 、 $X[1]$ 、 $X[5]$ 、 $X[3]$ 、 $X[7]$ は周波数領域における入力信号を示し、右側に示す $x[0] \sim x[7]$ は時間領域における出力信号を示す。

【0090】このIFFTのバタフライ演算は、図中に示す矢印の方向は信号の供給される方向を示しており、矢印の近くに定数(回転因子、-1)が示されるときはこの定数を乗じ、矢印の方向に信号を供給する。定数が示されていない矢印は、1を乗じて供給する場合、あるいは信号を単に供給することを示す。2つの矢印が向かい合って記される節点では、それらの矢印により供給される信号の加算を行う。

【0091】同図における回転因子は、前述の図10に示されるものが用いられ、それは複素平面内に示す半径1の円の円周上を8等分した位置に対応させ、8個の係数 $W_8^0$ 、 $W_8^1$ 、 $W_8^2$ 、・・・、 $W_8^7$ の値が付された値のものであり、ここに示す8ポイントIFFTの例では、この8個の回転因子のうち、 $W_8^0$ 、 $W_8^1$ 、 $W_8^2$ 、 $W_8^3$ の4個を演算に使用している。

【0092】前述の第1の実施例に示した、時間間引き型の出力データ整列型64ポイント逆離散フーリエ変換では、第1～第4ステージである前述の図13におけるa、b、c、dのそれぞれは共通の演算を行うが、周波数間引き型の出力データ整列型64ポイント逆離散フーリエ変換では、第1～第4ステージである図6のp～sは共通の演算を行わず、p、q、r、sのそれぞれは異なった回転因子により演算が行われる。ここに、これらのステージのうちの、第1ステージで用いられる回転因子について示す。

【0093】 $N=64$ ポイントのIFFTで用いられる回転因子は前述の図14に示すものであり、ここではその回転因子 $W_{64}^{k,l}$ を、kのみの数で示す。

pでの回転因子は0、16、8、24、4、20、12、28

qでの回転因子は2、18、10、26、6、22、14、30

rでの回転因子は1、17、9、25、5、21、13、29

sでの回転因子は3、19、11、27、7、23、15、31である。

【0094】ここに示した内容の一部について詳述する。すなわち、pでの演算は0、32、16、48、8、40、24、56、4、36、20、52、12、44、28、60の番号の、16の周波数に変調を与えるための演算を第1～第4ステージで行うが、その一部について図示する。図18は、番号が0、32、16、48、8、40、24、56である8本のキャリアについて第1から第3ステージまでの演算を行う方法について示したものである。

【0095】ここに示した演算の手法を用い、各々が16本のキャリアに対してIFFT演算を行う、p～sのそれぞれの第1ステージから第4ステージまでである演算方法に拡張するのは前述の内容より容易である。

【0096】このように、これらのステージでなされるp～sのバタフライ演算は、そのされ方は同様であるが用いられる回転因子は異なっている。しかし、その回転因子の定数を、あらかじめテーブルを設け、そのテーブルに格納しておけば、格納された定数を参照しつつバタフライ演算を行なうことができるので、異なる回転因子に対するp～sの演算ブロックに対しても、容易な演算処理を行なうことができる。

【0097】このような、第1から第4ステージの演算手法が同一であるIFFTの前部の演算には、前述の第1の実施例と同様に16ポイント逆離散フーリエ変換が使えるので、その分だけ演算量が少なくて済む。すなわち、チャンネル番号0ならpのみを、チャンネル番号1ならqのみを、チャンネル番号2ならrのみを、チャンネル番号3ならsのみを、実施すればよいからである。

【0098】つぎに、この64ポイントIFFTの後部の演算について述べる。前述の図16に示す第5ステージには、tとuの演算ブロックがあるが、これらの演算における回転因子は異なっている。すなわち、演算ブロックtにおいては $W_{64}^{k,0}$ の回転因子を用い、演算ブロックuでは $W_{64}^{k,16}$ の回転因子を用い、これらの演算ブロックでは16個隔てて配置されるデータ同士でのバタフライ演算を行う。

【0099】第6ステージの演算ブロックvでは、回転因子 $W_{64}^{k,0}$ を用いて32個隔ててあるデータ同士でバタフライ演算を行い、演算された結果は $x[0] \sim x[63]$ の時系列のデータであるので、その時系列のデータをこの64ポイントIFFTより出力する。

【0100】ここで、第5ステージを行う際、p～sのどの演算がなされているかにより、どのチャンネルであるかが決められる。pを演算し残りをゼロにするとチャンネル番号0になり、qを演算し残りをゼロにするとチャンネル番号1に、rを演算し残りをゼロにするとチャンネル番号2に、sを演算し残りをゼロにするとチャンネル番号3になる。チャンネル番号0、1の場合

はブロックuは演算しなくてよく、チャンネル番号2、3の場合はブロックtは演算しなくてよいことと言うまでもない。

【0101】以上述べた、周波数間引き型の演算の方法を図19に示す。周波数領域の複素数で表現される入力信号 $X = \text{Re}1 + j\text{Im}1$ と $Y = \text{Re}2 + j\text{Im}2$ について、回転因子 $W$ を用いてバタフライ演算を行うときは、時間領域の信号として $x = (\text{Re}1 + \text{Re}2) + j(\text{Im}1 + \text{Im}2)$ と、 $y = ((\text{Re}1 - \text{Re}2) + j(\text{Im}1 - \text{Im}2)) * w$ が得られる。

【0102】つきに、チャンネル毎の第5、第6ステージの演算結果を示す。ここで、前述のように64ポイントIFFTの演算に用いられる回転因子は、 $W_{64}^0 = 1$ 、 $W_{64}^{16} = j$ であるので、これらを用いて演算するに、第4ステージの演算結果を $Z$ 時系列で $Z = \{z1, z2, z3, z4, \dots, z15\}$ として表すとき、それぞれのチャンネル番号での出力は次のようになる。

【0103】チャンネル番号0では、 $Z, Z, Z, Z$ 、すなわち、 $\{z1, z2, \dots, z15, z1, z2, \dots, z15, z1, z2, \dots, z15, z1, z2, \dots, z15\}$ となる。チャンネル番号1では、 $Z, -Z, Z, -Z$ 、すなわち、 $\{z1, z2, \dots, z15, -z1, -z2, \dots, -z15, z1, z2, \dots, z15, -z1, -z2, \dots, -z15\}$ となる。チャンネル番号2では、 $Z, jZ, -Z, -jZ$ 、すなわち、 $\{z1, z2, \dots, z15, j*z1, j*z2, \dots, j*z15, -z1, -z2, \dots, -z15, -j*z1, -j*z2, \dots, -j*z15\}$ となる。チャンネル番号3では、 $Z, -jZ, -Z, jZ$ 、すなわち、 $\{z1, z2, \dots, z15, -j*z1, -j*z2, \dots, -j*z15, -z1, -z2, \dots, -z15, j*z1, j*z2, \dots, j*z15\}$ となる。

【0104】従って、64ポイントIFFT演算の第1ステージから第4ステージまでを、回転因子がそれぞれ異なっている16ポイントIFFT変換で代用し、第5、6ステージでは、上記のような省略した64ポイントIFFT変換を行い、各チャンネルが使用する4本おきの搬送波からなる間欠型マルチキャリア信号を生成することができる。

【0105】つきに、多チャンネル送信装置用IFFTの演算方法に関し、第3の実施例とともに述べる。図20に、そのIFFTの構成を示す。ここに示す構成は、時間間引き型の入力データ整列型64ポイント逆離散フーリエ変換のアルゴリズムであり、ステージ1～6より構成される。この例で、第1ステージでは全ポイント数の半分である32の距離同士のデータ間でバタフライ演算を行い、ステージが進む毎に近い位置のデータ間でバタフライ演算を行うようにされている。

【0106】図21に、時間間引き型の入力データ整列型16ポイント逆離散フーリエ変換のアルゴリズムを示し、演算のされ方について説明する。同図において、黒丸で示される箇所は信号の接続点であり、対角線で結ばれ、四角形の頂点に位置する4個の黒丸は、それらを結

ぶ2本の交差する線によりバタフライ演算が行われることを示している。同図の左側に示される0、1、2、3、...、15の数は周波数領域における入力信号の番号を示し、図の右側に示す0、8、4、...、15の数は、時間領域における出力信号の番号を示している。

【0107】また、図中、2本の線の交点に示される数字はバタフライ演算を行うときに使用する回転因子であり、前述の図12に示した、16ポイントIFFTの演算に使用する回転因子を用いる。同図において、16個の係数 $W_{16}^0, W_{16}^1, W_{16}^2, \dots, W_{16}^{15}$ の値が示されているが、ここでは、このうちの $W_{16}^0 \sim W_{16}^7$ の8個を演算に使用しており、これらの回転因子を0～7の数で示している。この様にして、IFFT演算はバタフライ演算を繰り返しつつ行うが、演算がなされる列単位で左より第1ステージ、第2ステージ、第3ステージの様に呼び、ここで述べた16ポイントのIFFTの場合は第4ステージまでの演算がなされる。

【0108】このIFFTの演算につき、回転因子を用いる演算の方法について8ポイントのIFFTを示し説明する。図22がこのIFFTに対する演算方法を記したもので、その時間間引き型、入力データ整列型64ポイント逆離散フーリエ変換の演算法について述べる。同図において、左側に示す $X[0] \sim X[7]$ は周波数領域における入力信号を示し、右側に示す $x[0], x[4], x[2], x[6], x[1], x[5], x[3], x[7]$ は時間領域における出力信号を示す。

【0109】このIFFTのバタフライ演算は、図中に示す矢印の方向は信号の供給される方向を示しており、矢印の近くに定数(回転因子)が示されるときはこの定数を乗じ、矢印の方向に信号を供給する。定数が示されていない矢印は、1を乗じて供給する場合、あるいは信号を単に供給することを示す。2つの矢印が向かい合って記される節点では、それらの矢印により供給される信号の加算を行う。

【0110】同図における回転因子は、前述の図10に示されるものが用いられ、それは複素平面内に示す半径1の円の円周上を8等分した位置に対応させ、8個の係数 $W_8^0, W_8^1, W_8^2, \dots, W_8^7$ の値が付された値のものである。

【0111】このようにして、時間間引き型の入力データ整列型64ポイント逆離散フーリエ変換の演算がなされるが、ここに示す第3の実施例の動作についてさらに詳述する。

【0112】まず、チャンネル番号0で伝送するマルチキャリアを生成するときは、左側の0、4、8、...、60に伝送すべき情報を割当て、その他をゼロとして、64ポイントIFFTで第1～6ステージの演算を実施する。

【0113】また、チャンネル番号1のときは、左側の

10

20

30

40

50

2、6、10、・・・、62に伝送する情報を割当て、その他をゼロとし、64ポイントIFFTで第1～6ステージの演算を行う。そして、チャンネル番号2の場合は、左側の1、5、9、・・・、61に伝送する情報を割当て、その他をゼロにして、64ポイントIFFTで第1～6ステージの演算を行う。最後に、チャンネル番号3の場合は、左側の3、7、11、・・・、63に伝送する情報を割当て、その他をゼロとして、64ポイントIFFTで第1～6ステージの演算を行う。

【0114】この様にしてなされるIFFTの演算は、前述の64ポイントの回転因子と16ポイントの回転因子の比較からも判るように、これらの第1～第4ステージでの演算は前述の図21に示した16ポイント逆離散フーリエ変換と同等であるので、前述の図20に示す64ポイントIFFTの第1～第4ステージの演算を、この16ポイントIFFTを代りに用いて行うことができる。

【0115】ここで、この図20に示す64ポイントIFFTの演算テーブルで、第4ステージと第5ステージの間に64個の丸印を示してあるが、そのうちの16個は黒丸である。この黒丸は、チャンネル番号0の時の第5ステージへのデータ割当てを示したものである。

【0116】すなわち、第1～第4ステージの演算を、16ポイントの逆離散フーリエ変換で行うとき、16個のデータが得られるが、これらの16個のデータの64ポイントIFFTの後段部への割当て方により、そのデータの伝送チャンネルを決めることができる。

【0117】すなわち、チャンネル番号0に対するデータの割り当ては、同図において丸印で示される、第5ステージに信号が供給される64個の節点、すなわち一番上から0、1、2、3、・・・、63と数える順番のうち、0、4、8、12、・・・にデータを割当て、チャンネル番号1では、第5ステージへのデータ割当てである64個のうち、2、6、10、14、・・・にデータを割当て、チャンネル番号2では、第5ステージへのデータ割当てである64個のうち、1、5、9、13、・・・にデータを割当て、チャンネル番号3では、第5ステージへのデータ割当てである64個のうち、3、7、11、15、・・・にデータを割当てて、64ポイントIFFT変換の第5ステージと第6ステージの演算を行う。

【0118】ここで、入力信号が4つのチャンネルの内の、1つのチャンネルにのみ当てられるときは、第5ステージでは、64個のデータのうち48個のデータはゼロとなるので、伝送するチャンネル数に応じてIFFT演算の省略が可能となる。

【0119】すなわち、1チャンネルのみの信号を伝送するときは、16個のデータから32個のデータを作ればよく、またその場合でも、バタフライ演算の片方の値はゼロとなっている。

【0120】さらに、第6ステージの演算においても、第5ステージのバタフライ演算の結果は、片方の出力値がゼロであるため、供給される64個のデータのうち、32個のデータはゼロとなり、この第6ステージでも演算の省略が可能となる。

【0121】以上、IFFTに入力されるデータが整列される場合の時間間引き型64ポイント逆離散フーリエ変換のアルゴリズムについて示したが、つぎにその入力されるデータが整列される場合の周波数間引き型IFFTについて述べる。図23に入力されるデータが整列される場合の周波数間引き型IFFTの演算に用いる回転因子の並びを示し、その多チャンネル送信装置用IFFTの演算方法に関し、第4の実施例とともに述べる。

【0122】ここに示す構成は、周波数間引き型の入力データ整列型64ポイント逆離散フーリエ変換のアルゴリズムであり、ステージ1～6より構成される。この例に示す第1ステージでは、全ポイント数の半分の距離同士となる32個離れたデータ間でバタフライ演算を行い、ステージが進む毎に近い位置のデータ間でバタフライ演算を行うようにされている。

【0123】図24に、周波数間引き型の入力データ整列型16ポイント逆離散フーリエ変換のアルゴリズムを示し、演算のされ方について説明する。同図において、黒丸で示される個所は信号の接続点であり、対角線で結ばれ、四角形の頂点に位置する4個の黒丸は、それらを結ぶ2本の交差する線によりバタフライ演算が行われることを示している。図の左側に示される0、1、2、3、・・・、15の数は周波数領域における入力信号の番号を示し、図の右側に示す0、8、4、・・・、15の数は、時間領域における出力信号の番号を示している。

【0124】また、図中の2本の線の交点に示される数字はバタフライ演算を行うときに使用する回転因子を示しており、それは前述の図12に示した、16ポイントのIFFT演算に使用する回転因子を用いる。同図において、16個の係数 $W_{16}^0$ 、 $W_{16}^1$ 、 $W_{16}^2$ 、・・・、 $W_{16}^{15}$ の値が示されているが、ここでは、このうちの $W_{16}^0 \sim W_{16}^7$ の8個を演算に使用しており、これらの演算因子を0～7の数で表示している。

【0125】この様にして、IFFT演算はバタフライ演算を繰り返しつつ行うが、演算がなされる列単位で左より第1ステージ、第2ステージ、第3ステージの様に呼ぶとき、ここで述べた16ポイントのIFFTの場合は第4ステージまでの演算がなされる。

【0126】このIFFTの演算につき、回転因子を用いる演算の方法について8ポイントのIFFTを示し説明する。図25がこのIFFTに対する演算方法を記したもので、その周波数間引き型の入力データ整列型64ポイント逆離散フーリエ変換の演算手法について述べる。

同図において、左側に示す $X[0] \sim X[7]$ は周

10

20

30

40

50

波数領域における入力信号を示し、右側に示す $x[0]$ 、 $x[4]$ 、 $x[2]$ 、 $x[6]$ 、 $x[1]$ 、 $x[5]$ 、 $x[3]$ 、 $x[7]$ は時間領域における出力信号を示す。

【0127】このIFFTのバタフライ演算は、図中に示す矢印の方向は信号の供給される方向を示しており、矢印の近くに定数（回転因子、 $-1$ ）が示されるときはこの定数を乗じ、矢印の方向に信号を供給する。定数が示されていない矢印は、 $1$ を乗じて供給する場合、あるいは信号を単に供給することを示す。2つの矢印が向かい合っ

て記される節点では、それらの矢印により供給される信号の加算を行う。

【0128】同図における回転因子は、前述の図10に示されるものが用いられ、それは複素平面内に示す半径1の円の円周上を8等分した位置に対応させた、8個の係数 $W_8^0$ 、 $W_8^1$ 、 $W_8^2$ 、 $\dots$ 、 $W_8^7$ のなかから最初の4個を使用している。

【0129】このようにして、周波数間引き型の入力データ整列型64ポイント逆離散フーリエ変換の演算がなされるが、ここに示す第4の実施例の動作についてさらに述べる。

【0130】まず、チャンネル番号0で伝送するマルチキャリアを生成するときは、左側の0、4、8、 $\dots$ 、60に伝送する情報を割当て、その他をゼロとして、64ポイントIFFTで第1～6ステージの演算を行う。

【0131】また、チャンネル番号1の場合は、左側の2、6、10、 $\dots$ 、62に伝送する情報を割当て、その他をゼロとし、64ポイントIFFTで第1～6ステージの演算を行う。そして、チャンネル番号2の場合は、左側の1、5、9、 $\dots$ 、61に伝送する情報を割当て、その他をゼロとして、64ポイントIFFTで第1～6ステージの演算を行う。最後に、チャンネル番号3の場合は、左側の3、7、11、 $\dots$ 、63に伝送する情報を割当て、その他をゼロとして、64ポイントIFFTで第1～6ステージの演算を行う。

【0132】この様にしてなされるIFFTの演算は、前述の第3実施例における時間間引き型の入力データ整列型64ポイント逆離散フーリエ変換における、第1～第4ステージの演算アルゴリズムは共通であったが、この第4実施例に関する周波数間引き型の入力データ整列型64ポイント逆離散フーリエ変換では、チャンネル毎に行われる第1～第4ステージの回転因子は共通でなく、それぞれに異なったものが用いられる。

【0133】ここに、第1ステージの演算に用いる回転因子について以下に示す。すなわち、 $W_8^{k,0}$ として示される回転因子の $k$ について記すと、チャンネル番号0の回転因子は0、4、8、12、16、20、24、28であり、チャンネル番号1の回転因子は2、6、10、14、18、22、26、30、でありチャンネル番号

2の回転因子は1、5、9、13、17、21、25、29、であり、そしてチャンネル番号3の回転因子は3、7、11、15、19、23、27、31である。

【0134】このように、これらのステージでの演算は共通に行われなくても、予めチャンネルごとの回転因子テーブルを設け、それを参照しつつ演算を行うと、各チャンネル毎の演算処理は容易になる。そして、その場合は、第1～第4ステージの演算を、上述の16ポイント逆離散フーリエ変換を用いて行なうことができ、その場合は演算量の削減を行なうことができる。

【0135】つぎに、第5ステージでの演算について述べるに、このステージで用いられる回転因子は $W_8^{k,1}$ と、 $W_8^{k,1} = j$ の2つである。この第5ステージでは、2個隔ててあるデータ同士についてバタフライ演算を行うが、演算に用いられる片方の定数はゼロである。

【0136】ここで、第5ステージの演算を行うとき、64個の節点への割当てに関し、どこかの点に割り当てるかにより、生成される信号のチャンネル番号が決定される。すなわち、チャンネル番号0に対するデータの割り当ては、同図において丸印で示される、第5ステージに信号が供給される64個の節点のうち、一番上から0、1、2、3、 $\dots$ 、63と数える順番で、0、4、 $\dots$ 、60番目に割当てて残りをゼロにするとチャンネル番号0になり、2、6、 $\dots$ 、62番目に割当てて残りをゼロにするとチャンネル番号1になり、1、5、 $\dots$ 、61番目に割当てて残りをゼロにするとチャンネル番号2になり、3、7、 $\dots$ 、63番目に割当てて残りをゼロにするとチャンネル番号3になる。

【0137】そして、第6ステージの演算に用いられる回転因子は $W_8^{k,0} = 1$ である。第6ステージでは、隣同士であるデータ同士によりバタフライ演算が行われるが、演算されるデータの一方はゼロであり、その部分の演算は省略できる。この様にして64ポイントIFFT変換の第5ステージと第6ステージの演算が行われ、演算結果がIFFT出力として出力端子に供給される。

【0138】なお、上記の実施の形態では、わかり易く説明するために、64ポイント逆フーリエ変換で64本の搬送波を生成する場合について説明したが、本発明は64ポイント逆フーリエ変換による搬送波の生成に限定されるものではなく、他の実施の形態として例えばの2倍オーバーサンプリング手法を用い、128ポイントフーリエ変換で64本の搬送波を生成してもよい。また、この場合でも64本以下の複数の搬送波を生成することへの応用は可能であることは言うまでもない。

【0139】さらに、本実施例の説明では、基数2のIFFTアルゴリズムを想定して説明したが、本発明は、これに限定されるものではなく、基数4でも、あるいはそれらの複合などでもかまわない。勿論、IFFTのサイズが限定される事もなく、1024ポイント、809

6ポイントのIFFTに、あるいはそれ以上の数のIFFT演算に応用が可能である。

【0140】また、本説明では4本おきの4チャンネル構成を説明したが、2本おきの2チャンネル構成でも、8本おきの8チャンネル構成、16本おきの16チャンネル構成でも、さらにチャンネル毎に異なる数のキャリア数を定義し、伝送速度が異なる構成にしても本発明の利用が可能である。

【0141】以上述べたように、第1～第4の実施例によれば、間欠的な周波数で配置される直交マルチキャリア信号を生成するためのIFFT前半のステージは、ポイント数の少ないIFFT演算により行うことができるため、IFFT回路をハードウェアで構成するときは回路を小形にすることができ、またデジタルシグナルプロセッサ(DSP)を用いて行うときは、その演算の処理ステップ数を削減することができ、簡易化できる。

【0142】ここで、第1の実施例は、時間間引き型である出力データ整列型逆離散フーリエ変換において、間欠的な周波数で配置される直交マルチキャリア信号を生成するための、簡略的なIFFTの構成について述べたものであり、IFFT演算の前半ステージをポイント数の少ないIFFTにより構成することができるものである。

【0143】また、第2の実施例は周波数間引き型、出力データ整列型逆離散フーリエ変換において、間欠的な周波数で配置される直交マルチキャリア信号を生成するため、IFFT演算の前半ステージをポイント数の少ないIFFTにより構成することができるものである。

【0144】そして、第3の実施例の装置によれば、時間間引き型である入力データ整列型逆離散フーリエ変換において、間欠的な周波数で配置される直交マルチキャリア信号を生成するための、簡略的なIFFTの構成について述べたものであり、IFFT演算の前半ステージをポイント数の少ないIFFTにより構成することができるものである。

【0145】さらに、第4の実施例の装置によれば、周波数間引き型、入力データ整列型逆離散フーリエ変換において、間欠的な周波数で配置される直交マルチキャリア信号を生成するため、IFFT演算の前半ステージをポイント数の少ないIFFTにより構成することができるものである。

【0146】このように、周波数間引き型と時間間引き型、そして入力データ整列型と出力データ整列型の各々の組み合わせである4つの実施例について示したが、いずれの場合もIFFT演算の前半ステージをポイント数の少ないIFFTにより構成することができ、いずれの構成においても簡易的な構成のIFFTにより周波数的に間欠的な直交マルチキャリア信号を生成する装置を構成することができるものである。

【0147】また、ここで組み合わせる前半のステージ

と後半のステージは、周波数間引き型と時間間引き型、そして入力データ整列型と出力データ整列型の各々の同一の組み合わせを用いる外に、接続点の結線条件を変えることにより、これらの異なる組み合わせ同士による結合できることは明白である。

【0148】ここで、いずれの実施例も64ポイントのIFFTに対し、前半のステージを16ポイントのIFFTによる4ステージ、後半の演算を64ポイントのIFFTの第5、6ステージによる演算の方法で示したが、IFFTのポイント数、およびステージ数はこれに限ることなく任意の数を用いてもよく、更に大きなポイント数のIFFT演算を行うときは、マルチバス歪に対する影響を更に改善した伝送システムを構成することができる。

【0149】また、本実施例では、この様に簡略化されたIFFTにより生成された高周波信号を電波として空間伝送路に放射する方法を中心として述べたが、ここで述べたマルチキャリアの生成方法により生成された信号の伝送はこれに限ることなく、赤外線を用いる方法、同軸ケーブル、電話線等を用いる方法、光ケーブルを用いる方法など、多くの間欠型の直交マルチキャリア信号伝送装置に用いることができる。

【0150】

【発明の効果】以上で説明したように、本発明によれば、2より大きな整数値Lに対するL本おきの搬送波からなる間欠型の直交マルチキャリア信号を、2より大きな整数値Mに対するMポイントの逆離散フーリエ変換を行う演算回路と、Mの2倍より大きな整数値Nに対するNポイントの逆離散フーリエ変換を行う演算ステージの後半の演算ステージにより生成することができるため、従来に比べて回路規模の小さなデジタルIC回路で、安価な構成により間欠型の直交マルチキャリア信号を生成できる。また、デジタルシグナルプロセッサ(DSP)などの演算ステップ数を節減でき、安価な機能で実現できる。

【0151】そして、請求項1記載の発明によれば、周波数的に間欠する直交マルチキャリア信号をポイント数の少ないIFFT回路により前半ステージの演算を行い、最終的なキャリア周波数を生成するために必要なポイント数のIFFTの演算ステージは後半のステージのみでよいため、簡易的なIFFTにより、伝送路で生じるマルチバス歪による干渉の影響を軽減できる、また変調信号のスペクトルを矩形に出来るためにより占有帯域幅を狭くでき、さらに局所的な周波数領域での伝送路の悪化に対しても安定した、効率的な周波数利用ができる間欠型直交マルチキャリア信号を生成できるといった特長を有するなどの効果がある。

【0152】また、請求項2記載の発明によれば、特に、間欠して存在するマルチキャリア信号を用いて複数チャンネルの信号を伝送するときは、複数チャンネル分

10

20

30

40

50



の信号を生成するためのポイント数の少ないIFFT回路を追加して、複数チャンネルの信号を送出するための直交マルチキャリア信号を生成できるため、回路規模の小さなデジタルIC回路による安価な構成により、また、少ない演算ステップ数のデジタルシグナルプロセッサにより複数チャンネルの信号を送出できる間欠型直交マルチキャリア伝送装置を安価に実現できる効果がある。

【0153】そして、請求項3記載の発明によれば、特に、複数ある伝送チャンネルのうち、予め選択されたチャンネルを用いて伝送するための直交マルチキャリア信号を、少ないポイント数のIFFT回路の回転因子の定数を指定しつつ、選択した伝送チャンネルで伝送するための直交マルチキャリア信号を生成できるため、回路規模の小さなデジタルIC回路の安価な構成により、また、少ない演算ステップ数のデジタルシグナルプロセッサにより選択されたチャンネルの信号を送出できる間欠型直交マルチキャリア伝送装置を安価に実現できる効果がある。

【0154】さらに、請求項4記載の発明によれば、特に、複数ある伝送チャンネルを指定しながら伝送するための直交マルチキャリア信号を、少ないポイント数のIFFT回路の出力信号を、IFFTの演算を行う後半ステージの入力節点を切り換えることにより伝送チャンネルを選択することができるため、伝送チャンネル切り換え機能を有する直交マルチキャリア信号伝送装置を、回路規模の小さなデジタルIC回路の安価な構成により、また、少ない演算ステップ数のデジタルシグナルプロセッサにより安価に実現できる効果がある。

【0155】また、請求項5記載の発明によれば、特に、簡易な手法による直交マルチキャリア生成方法を示しており、この方法により生成される直交マルチキャリア信号は、数多くの伝送媒体を用いて伝送することができ、そのためのマルチキャリア信号の生成をより少ない演算ステップ数のデジタル信号処理により安価に実現できる効果がある。

【0156】そして、請求項6記載の発明によれば、特に、簡易な手法により伝送チャンネルを選択可能な直交マルチキャリア信号の生成方法を示しているため、この方法により生成される直交マルチキャリア信号を、数多くの伝送媒体に応用する伝送チャンネル切り換え型マルチキャリア信号の生成を、より少ない演算ステップ数のデジタル信号処理により安価に実現できる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による直交マルチキャリア伝送装置のブロック図である。

【図2】本発明生成方法を適用した直交マルチキャリア信号送信装置の一例のブロック図である。

【図3】本発明生成方法を適用した直交マルチキャリア送信装置の信号を受信する直交マルチキャリア受信装置

のブロック図である。

【図4】本発明マルチキャリア伝送装置により生成される直交マルチキャリア信号の一例を説明する周波数スペクトラム図である。

【図5】本発明マルチキャリア伝送装置により生成される直交マルチキャリア信号のチャンネル番号に対して使用する搬送波番号の関係を示す図である。

【図6】時間間引きによる4ポイントIFFTのシグナルフローダイアグラムを示す図である。

10 【図7】4ポイントIFFTの回転因子を説明する図である。

【図8】16ポイントIFFTによるマルチキャリア送信信号を生成するためのIFFT素子への接続を示す図である。

【図9】時間間引きによる出力データ整列型8ポイントIFFTのシグナルフローダイアグラムである。

【図10】8ポイントIFFTに用いられる回転因子の説明図である。

20 【図11】時間間引きによる出力データ整列型16ポイントIFFTの演算を説明する図である。

【図12】16ポイントIFFTに用いられる回転因子の説明図である。

【図13】本発明生成方法を適用した出力データ整列型64ポイント逆離散フーリエ変換のアルゴリズムを説明するための図である。

【図14】64ポイントIFFTに用いられる回転因子の説明図である。

30 【図15】本発明マルチキャリア伝送装置により生成される直交マルチキャリア信号のチャンネル番号に対して使用される搬送波番号をビットリバースの順で示した図である。

【図16】周波数間引きによる出力データ整列型64ポイント逆離散フーリエ変換のアルゴリズムを説明する図である。

【図17】8ポイントの周波数間引き型、出力データ整列型逆離散フーリエ変換のアルゴリズムを示す図である。

40 【図18】64ポイントの周波数間引き型、出力データ整列型逆離散フーリエ変換のアルゴリズムを説明する図である。

【図19】周波数間引き型IFFT演算の方法を示す図である。

【図20】本発明生成方法を適用した時間間引き型の入力データ整列型64ポイント逆離散フーリエ変換のアルゴリズムを説明する図である。

【図21】時間間引きによる入力データ整列型16ポイントIFFTの演算を説明する図である。

【図22】時間間引きによる入力データ整列型8ポイントIFFTのシグナルフローを示す図である。

50 【図23】本発明生成方法を適用した周波数間引き型の

入力データ整列型64ポイント逆離散フーリエ変換のアルゴリズムを説明する図である。

【図24】周波数間引きによる入力データ整列型16ポイントIFFTの演算を説明する図である。

【図25】周波数間引き型の入力データ整列型8ポイント逆離散フーリエ変換のシグナルフローを示す図である。

【図26】従来のマルチキャリア伝送装置のブロック図である。

【図27】従来のマルチキャリア信号送信装置の一例のブロック図である。

【図28】従来のマルチキャリア送信装置の信号を受信するマルチキャリア受信装置のブロック図である。

【符号の説明】

30 マルチキャリア伝送装置

34 マルチキャリア送信装置

36 マルチキャリア受信装置

40 入力回路部

40a~40d 入力回路

41 情報信号入力端子

41a Ch1入力端子

41b Ch2入力端子

41c Ch3入力端子

41d Ch4入力端子

42 入力回路

42a~42d 入力回路

50 OFDM送信部

51a~51d 第1~第4演算器(第1の逆離散フーリエ演算器)

52 後段演算器(第2の逆離散フーリエ演算器)

\*53 出力バッファ

54 D/A変換器

55 直交変調器

56 信号発生器

57 90°シフタ

58 周波数変換器

59 送信部

60 OFDM受信部

61 受信部

62 周波数変換器

63 中間周波増幅器

64 直交復調器

65 同期信号発生器

66 90°シフタ

67 LPF

68 A/D変換器

69 ガードインターバル期間処理回路

70 復号回路

81a~81d 出力回路

20 82 データ出力端子

82a~82d Ch1~Ch4出力

130 マルチキャリア伝送装置

134 マルチキャリア送信装置

136 マルチキャリア受信装置

140 入力回路部

150 OFDM送信部

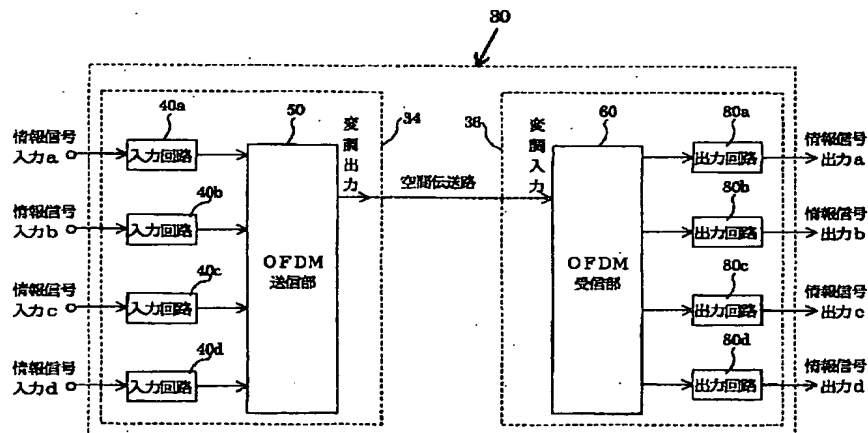
151 演算器

160 OFDM受信部

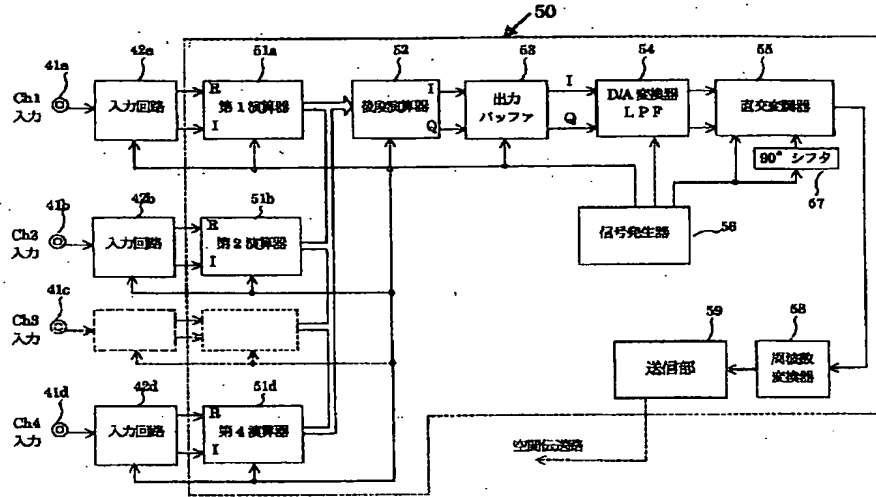
170 復号回路

\*30 180 出力回路部

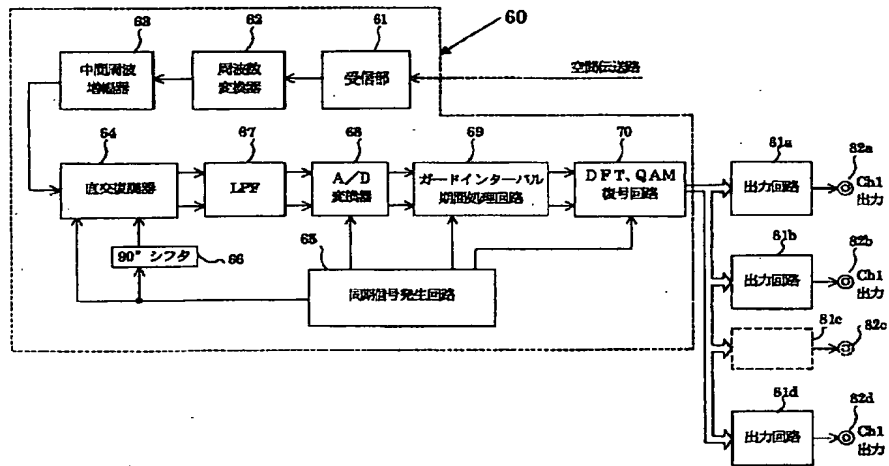
【図1】



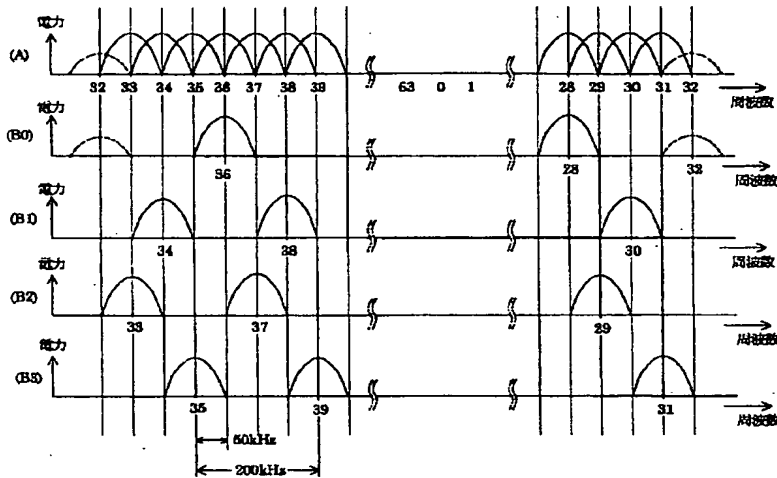
【図2】



【図3】



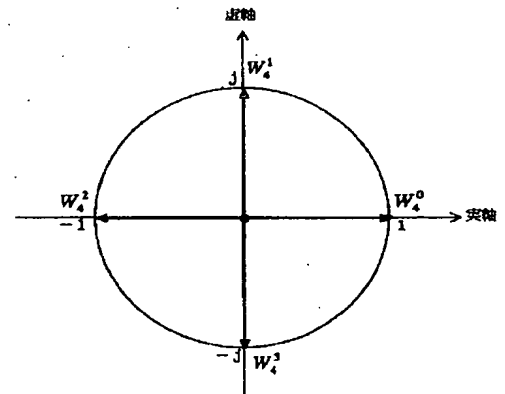
【図4】



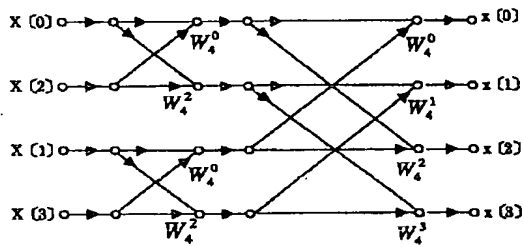
【図5】

チャンネル番号	使用する搬送波番号
0	0,4,8,12,16,20,24,28,32,36,40,44,48,52,56,60
1	2,6,10,14,18,22,26,30,34,38,42,46,50,54,58,62
2	1,5,9,13,17,21,25,29,33,37,41,45,49,53,57,61
3	3,7,11,15,19,23,27,31,35,39,43,47,51,55,59,63

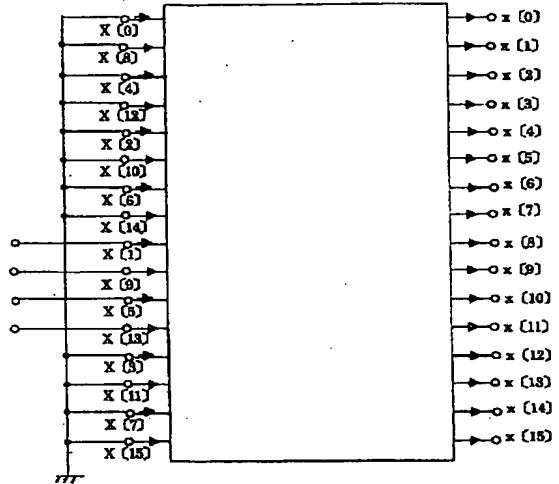
【図7】



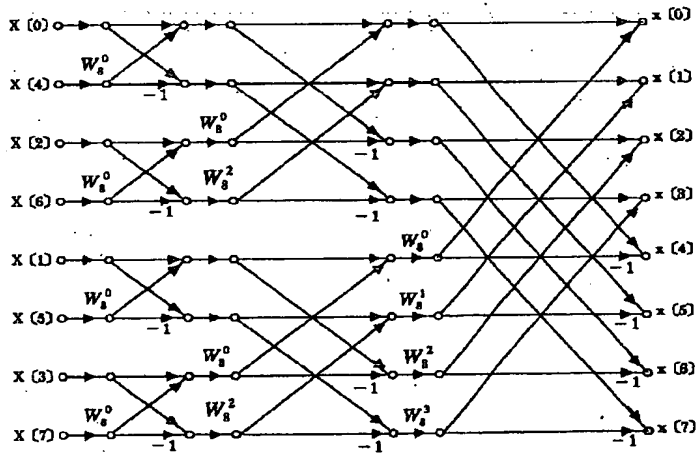
【図6】



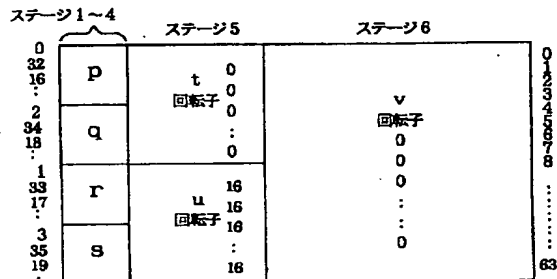
【図8】



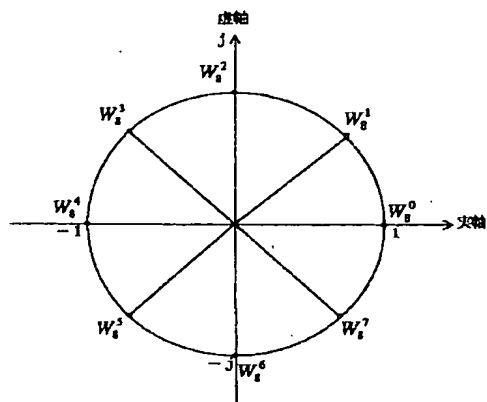
【図9】



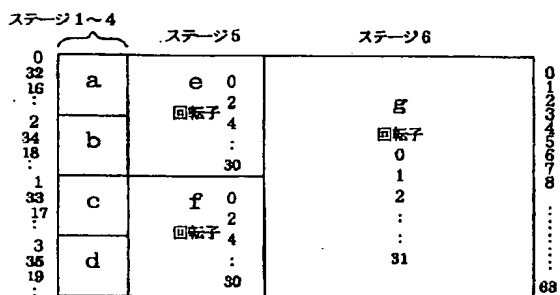
【図16】



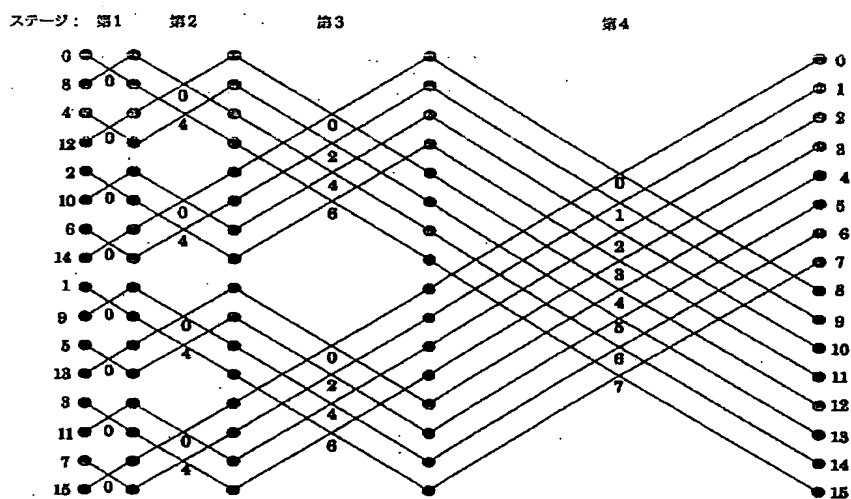
【図10】



【図13】



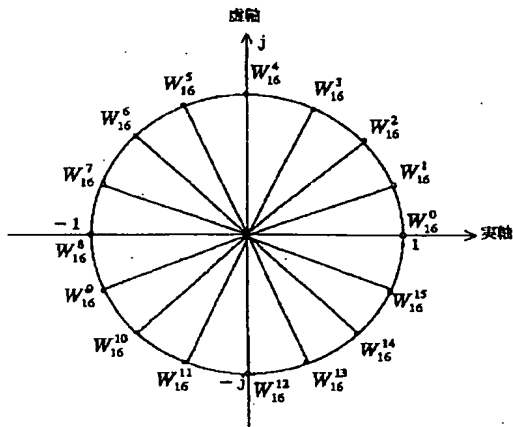
【図11】



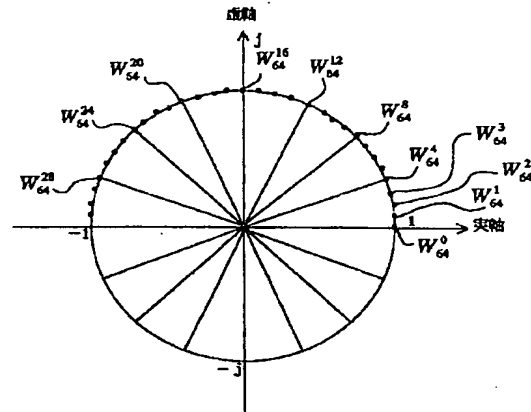
【図19】

$$\begin{aligned}
 x &= \text{Re1} + j\text{Im1} & X &= (\text{Re1} + \text{Re2}) + j(\text{Im1} + \text{Im2}) \\
 y &= \text{Re2} + j\text{Im2} & W & Y = ((\text{Re1} - \text{Re2}) + j(\text{Im1} - \text{Im2})) * W
 \end{aligned}$$

【図12】



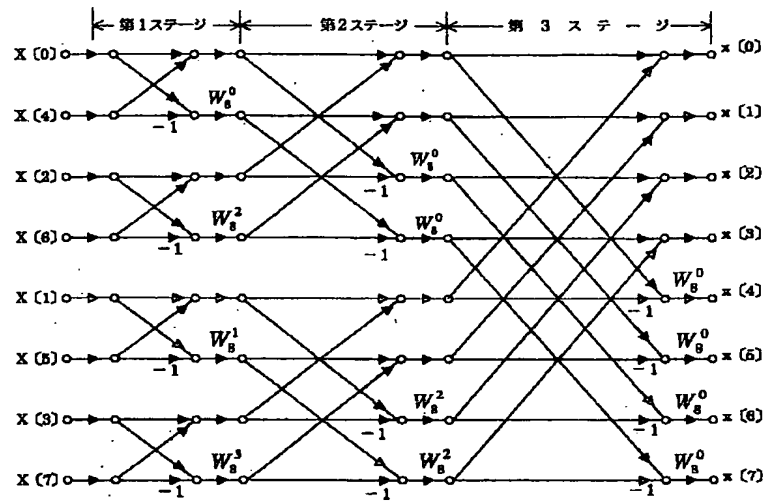
【図14】



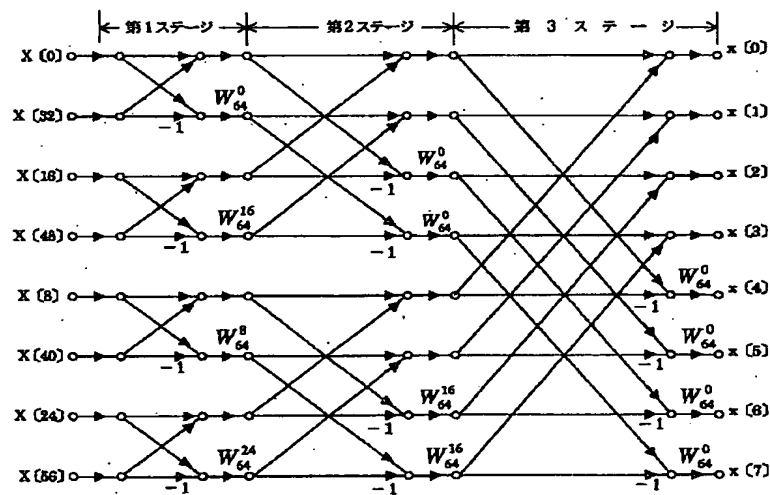
【図15】

チャンネル番号	使用するキャリア番号
0	0,32,16,48,8,40,24,56,4,36,20,52,12,44,28,60
1	2,34,18,50,10,42,26,58,6,38,22,54,14,46,30,62
2	1,33,17,49,9,41,25,57,5,37,21,53,13,45,29,61
3	3,35,19,51,11,43,27,59,7,39,23,55,15,47,31,63

【図17】



【図18】





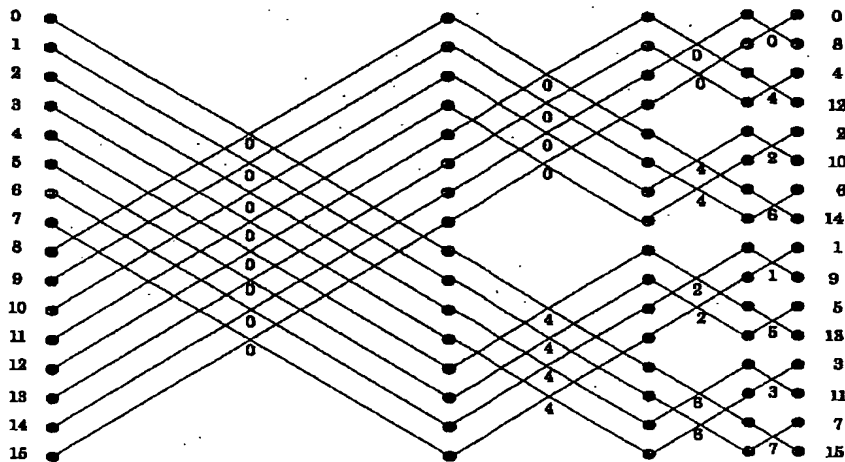
【図20】

ステージ	1	2	3	4	5	8
0					0	0
1				0	0	15
2					16	8
3			0			24
4				16	8	4
5					24	20
6				16		12
7					24	28
8				8	4	2
9					20	18
10				16		10
11					12	26
12				24		6
13					28	22
14				8		14
15					20	30
16				4	2	1
17					18	17
18				16		9
19					10	25
20				20		5
21					28	21
22				12		13
23					22	29
24				28		3
25					6	19
26				4		11
27					22	27
28				16		7
29					14	23
30				8		15
31					30	31

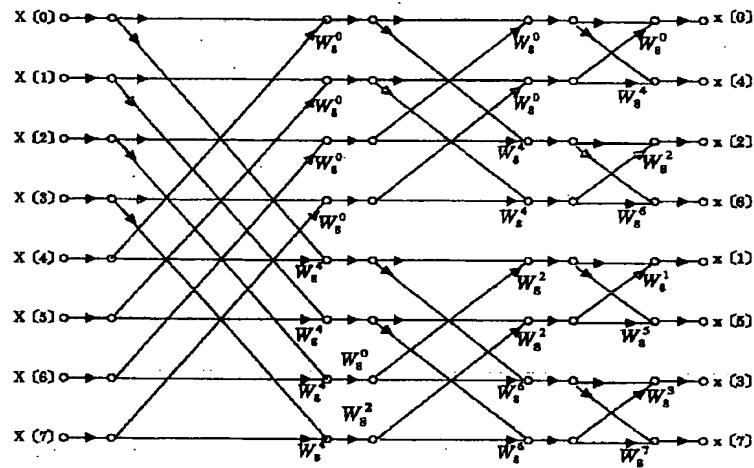
【図23】

ステージ	1	2	3	4	5	8
0	0	0	0	0	0	0
1	1	2	4	8	16	0
2	2	4	8	16	0	0
3	3	6	12	24	16	0
4	4	8	16	0	0	0
5	5	10	20	0	0	0
6	6	12	24	16	0	0
7	7	14	28	0	0	0
8	8	16	0	0	0	0
9	9	18	0	0	0	0
10	10	20	0	0	0	0
11	11	22	0	0	0	0
12	12	24	0	0	0	0
13	13	26	0	0	0	0
14	14	28	0	0	0	0
15	15	30	0	0	0	0
16	16	0	0	0	0	0
17	17	0	0	0	0	0
18	18	0	0	0	0	0
19	19	0	0	0	0	0
20	20	0	0	0	0	0
21	21	0	0	0	0	0
22	22	0	0	0	0	0
23	23	0	0	0	0	0
24	24	0	0	0	0	0
25	25	0	0	0	0	0
26	26	0	0	0	0	0
27	27	0	0	0	0	0
28	28	0	0	0	0	0
29	29	0	0	0	0	0
30	30	0	0	0	0	0
31	31	0	0	0	0	0

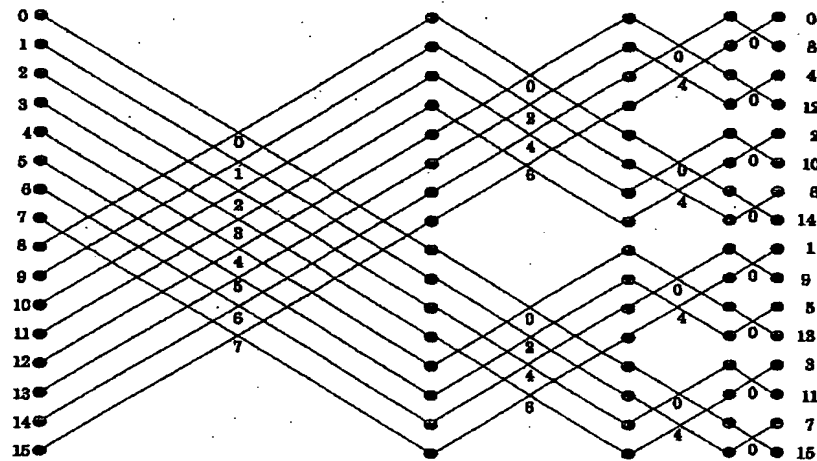
【図21】



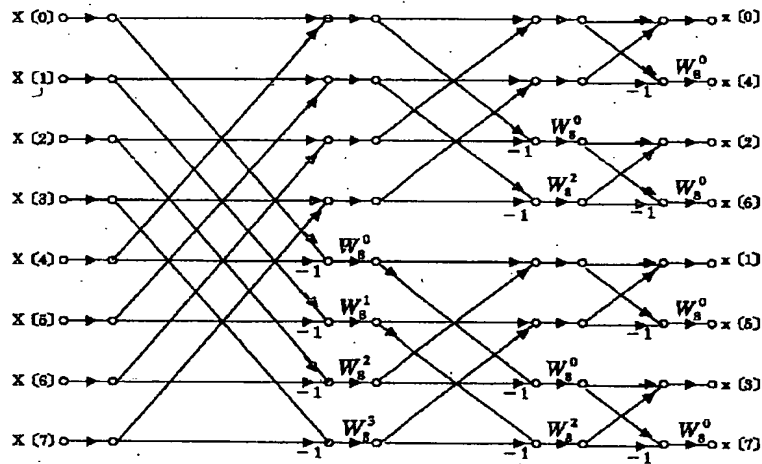
〔図22〕



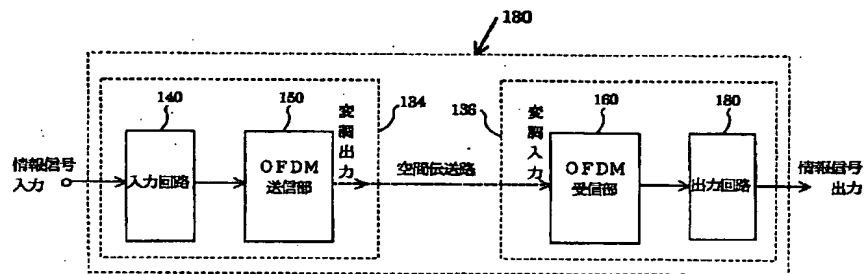
〔図24〕



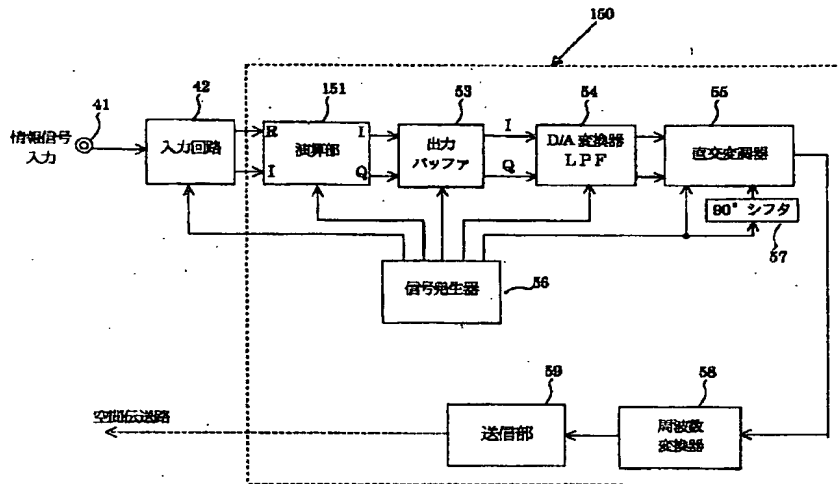
【図25】



【図26】



【図27】



【図28】

